televiziune Colecția radio și televiziune Colecția radio și telev

V. Teodorescu
Th. Bădărău

ACTUALITĂŢI ŞI TENDINŢE ÎN TEHNIÇA RADIORECEPTOARELOR

Ing. Virgil Teodorescu • Ing. Theodor Bădărău

ACTUALITĂŢI ŞI TENDINŢE ÎN TEHNICA RADIORECEPTOARELOR

Editura tehnică
București – 1967

Broșura este o sinteză a noutăților apărute în ultimii cîțiva ani în tehnica radioreceptoarelor și o încercare de desprindere a tendințelor de viitor (se consideră atît problemele electrice, cît și cele constructive).

Se descriu noutăți apărute în montaje, cum ar fi de exemplu: montaje noi pentru blocul de UUS, blocuri stereofonice, etaje de AF fără transformatoare, alimentatoare stabilizate cu mai multe tensiuni pentru radioreceptoarele tranzistorizate, dispozitive de comandă automată și telecomandă în radioreceptoare, sisteme electroacustice de gabarit redus etc.

Lucrarea se adresează tehnicienilor și radioamatorilor.

Prefața

Numeroasele progrese realizate în ultimul timp în construcția de radioreceptoare au impus necesitatea apariției unei cărți care să informeze pe cei interesați asupra noului în acest domeniu al industriei radiotehnice.

În lucrarea de față se trec în revistă noile orientări și tendințe pe plan mondial în construcția de radioreceptoare.

Este scos în evidență faptul că în momentul de față radioreceptoarele cu tranzistoare sînt realizate într-o mare varietate de modele și cu performanțe care rivalizează cu cele ale tuburilor electronice.

A fost acordată o deosebită atenție blocului de UUS, aceasta ținînd seamă de faptul că în ultimul timp majoritatea radioreceptoarelor sînt destinate să recepționeze, atît emisiunile cu MA cît și pe cele cu MF. În capitolul care tratează această problemă sînt descrise diverse variante de scheme ale blocului de UUS, atît cu tuburi cît și cu tranzistoare, insistîndu-se asupra modelelor cu acord prin diodă varicap și a celor destinate pentru radioreceptoarele de calitate.

În capitolele privind noutățile din lanțul de RF și de frecvență intermediară se prezintă schemele actuale cu ajutorul cărora sînt realizate performanțele cerute acestor ansambluri funcționale. Se insistă asupra condițiilor tehnice impuse amplificatoarelor de FI, detectoarelor MF, decodoarelor și amplificatoarelor de AF destinate pentru recepția emisiunilor stereofonice.

O deosebită atenție este acordată dispozitivelor de comandă automată și telecomandă, fiind prezentate realizările actuale în această direcție.

Nu au fost neglijate din lucrare nici noutățile privind tehnologia de fabricare și montare a radioreceptoarelor.

Pe de o parte, volumul restrîns al cărții, iar, pe de altă parte, faptul că Editura tehnică va publica lucrări speciale, au determinat pe autori să nu trateze circuitele integrate, care au căpătat în ultimul timp tot mai mult prestigiu și sînt pe cale de a crea în viitorul apropiat o nouă tehnică a montajelor.

Avem convingerea că prezenta lucrare va fi utilă tehnicienilor electroniști și radioamatorilor care doresc să aibă o vedere actuală asupra progresului tehnic în construcția de radioceptoare.

Autorii

CAPITOLUL I

BLOCUL DE UNDE ULTRASCURTE

1. PRINCIPALELE CONDIȚII TEHNICE IMPUSE BLOCULUI DE UUS

Blocul de unde ultrascurte, destinat pentru amplificarea și schimbarea frecvenței semnalului din canalul de MF al unui radioreceptor, este realizat, din punct de vedere constructiv, sub forma unei unități separate și, de regulă, complet ecranate. Acest ansamblu funcțional include circuitele de intrare, amplificatorul de foarte înaltă frecvență și schimbătorul de frecvență de tip superheterodină, în al cărui circuit de ieșire este conectat și un filtru acordat pe frecvența intermediară.

Avînd în vedere că în gama de UUS zona de recepție este limitată, o deosebită importanță se acordă obținerii, încă din aceste etaje, a unei amplificări cît mai mari, în condițiile unei stabilități corespunzătoare și a unui raport semnal/zgomot de valoare ridicată.

Ținînd seama de dezvoltarea concomitentă a radiodifuziunii pe unde ultrascurte cu modulație de frecvență și a televiziunii, au fost impuse condiții foarte severe privind reducerea radiațiilor parazite provocate de oscilatorul local al blocului de UUS. Într-adevăr, avînd în vedere gama de frecvențe alocată pentru radiodifuziunea pe unde ultrascurte (64—73 MHz după normele O.I.R. și 88—100 MHz după normele C.C.I.R. din Europa) și de faptul că frecvența oscilatorului local este mai mare decît frecvența semnalului cu o valoare egală cu cea a frecvenței intermediare, se constată ușor că frecvența acestui oscilator și a armonicilor sale se pot găsi în diverse game ale canalelor de televiziune. În această situație, în ipoteza că nu sînt luate măsuri corespunzătoare, eventualele radiații parazite ale oscilatorului

local al blocului UUS pot ajunge la bornele de antenă ale radioreceptorului și de aici să provoace perturbarea recepției emisiunilor TV. Tot o condiție importantă cerută oscilatorului local de UUS este și stabilitatea, condiție care asigură păstrarea acordului pe postul recepționat și un nivel scăzut al distorsiunilor de frecvență și de neliniaritate.

Alte performanțe ce sînt cerute blocului de UUS se referă la atenuarea semnalului de frecvență imagine și al celui de frecvență intermediară, performanțe realizate de circuitul de intrare și de sarcină al amplificatorului de foarte înaltă frecvență. Bineînțeles că aceste circuite, împreună cu filtrul de FI, participă și la asigurarea selectivității necesare față de canalele adiacente, condiție care devine din ce în ce mai severă o dată cu creșterea numărului de posturi în gama de UUS.

Posibilitatea realizării unui montaj compact, lipsa unui sistem de comutare în aceste etaje și numărul redus de legături cu restul radioreceptorului (circuitele de alimentare și circuitele de ieșire în frecvență intermediară) permit construirea unor blocuri de UUS cu dimensiuni reduse, cu o bună rezistență mecanică și cu performanțele valoroase cerute acestui ansamblu funcțional. Trebuie subliniat faptul că realizarea condițiilor tehnice impuse blocului de UUS depind, într-o foarte mare măsură, de modul în care se asigură realizarea constructivă a acestuia.

În ceea ce privește schema electrică, trebuie spus că există o mare diversitate, atît pentru blocurile UUS cu tuburi cît și pentru cele cu tranzistoare; totuși, o analiză mai amănunțită a acestora permite să se identifice în fiecare din etajele sale componente părți care sînt caracteristice mai multor montaje.

a. **Blocuri de UUS cu tuburi electronice.** În cele ce urmează se vor lua în discuție problemele tehnice de bază privind etajele componente ale blocului de UUS utilizînd tuburi electronice, urmărindu-se să se scoată în evidență principalele fenomene fizice care stau la baza funcționării acestui ansamblu.

Referindu-ne la circuitele de intrare, acestea pot fi realizate, fie sub forma unui circuit cu acord variabil, fie sub forma unui singur circuit acordat sau a unui filtru de bandă

cu acord fix, în ultimele două cazuri acordul fiind realizat pe frecvența din mijlocul gamei recepționate.

Oricare ar fi montajul, rolul circuitului de intrare este de a asigura selectivitatea necesară față de semnalele de frecvență imagine și intermediară (împreună cu circuitul de sarcină al amplificatorului de foarte înaltă frecvență), o valoare cît mai ridicată a coeficientului de transfer (pentru o anumită neuniformitate admisibilă în limitele gamei de frecvențe de lucru și pentru un anumit raport semnal/zgomot) și o micșorare la maximum a radiației parazite a oscilatorului local.

În fig. I.1 este prezentată schema de principiu a unui bloc de UUS cu tubul ECC85, la care circuitul de intrare este cu acord fix pe frecvența centrală a gamei recepționate. O astfel de soluție permite, spre deosebire de situația circuitului de intrare cu acord variabil, simplificarea sistemului de acord și de aliniere a circuitelor rezonante ale blo-

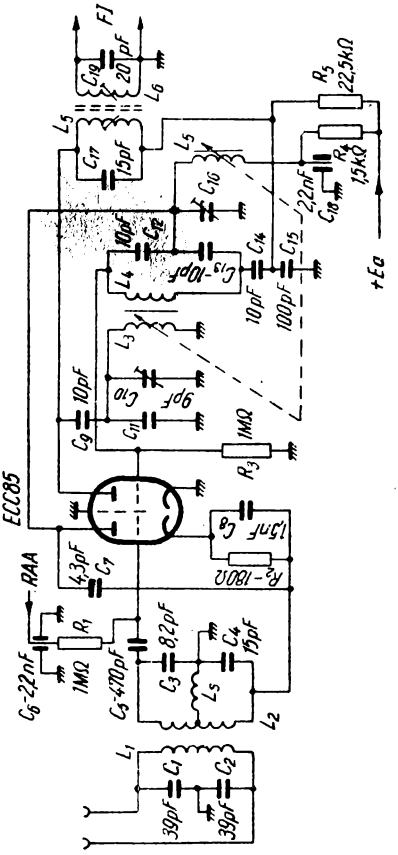


Fig. I.1 Schema de principiu a unui bloc UUS cu tubul dublă triodă ECC85.

cului de UUS. În aceste condiții, pentru asigurarea lățimii necesare a benzii de trecere, factorul de calitate în sarcină al circuitului acordat trebuie să fie de valoare redusă, producînduse însă din această cauză înrăutățirea selectivității acestuia.

Filtrul de bandă, compus din două circuite acordate (v. fig. I.1) asigură o selectivitate mai mare decît un singur circuit cu acord fix, contribuie mai mult la reducerea radiațiilor parazite ale oscilatorului local, în schimb are un coeficient de transfer mai mic.

Circuitul de intrare cu acord variabil asigură o mai bună selectivitate și un mai bun coeficient de transfer, dar preprezintă dezavantajele de construcție amintite mai sus.

În ceea ce privește performanța cerută unui circuit de intrare de a realiza un coeficient maxim de transfer aceasta corespunde de fapt condiției de adaptare în putere. Această condiție nu se identifică însă și cu condiția de adaptare în ceea ce privește zgomotul, adică obținerea sensibilității reale (sensibilitatea pentru un raport semnal/zgomot dat). Cum condiția de obținere a zgomotului minim este legată de o valoare optimă a rezistenței reflectate de antenă la intrarea tubului, se utilizează o soluție de compromis care constă în conectarea la masă a punctului median al circuitului de intrare, astfel încît rezistența de intrare a tubului electronic să fie egală cu valoarea optimă corespunzătoare a rezistenței reflectate de antenă.

Prin alegerea convenabilă a punctului median la circuitul de intrare se poate îndeplini concomitent, atît condiția de transfer maxim de putere (care impune ca rezistența reflectată de antenă în circuitul acordat să fie egală cu rezistența de intrare a etajului amplificator de foarte înaltă frecvență) cît și condiția de adaptare în ceea ce privește zgomotul (adică rezistența reflectată de antenă să fie egală cu rezistența optimă necesară la intrarea etajului amplificator de foarte înaltă frecvență). În montajul din fig. I.1, pentru îmbunătățirea calității circuitului de intrare, se folosește această soluție, priza fiind realizată prin intermediul capacităților C_3 și C_4. De altfel, în majoritatea montajelor se preferă priza pe capacitate, o astfel de soluție fiind mai avantajoasă în ceea ce privește reducerea radiației oscilatorului local decît priza pe inductanță. Într-adevăr, pentru

curenții armonicelor oscilatorului local, care ajung în circuitul acordat de intrare, condensatorul reprezintă o reactanță mică, pe cînd în cazul în care punctul intermediar se leagă la masă prin bobină, nu are loc suprimarea armonicelor, reactanța inductivă crescînd o dată cu creșterea frecvenței.

Amplificatorul de foarte înaltă frecvență din blocul de unde ultrascurte își are o deosebită importanță în realizarea performanțelor ce se impun acestui ansamblu funcțional.

Avînd în vedere că în gama de UUS nivelul paraziților industriali și atmosferici este neînsemnat, sensibilitatea reală se poate ridica pînă la valoarea la care este limitată de nivelul zgomotelor de fluctuații ale diferitelor elemente ale schemei. Se știe că sensibilitatea reală a unui radioreceptor este determinată de tensiunea minimă a semnalului de la intrare care este necesară pentru obținerea la ieșire a unei anumite puteri utile, pentru un raport semnal/zgomot dat. Rezultă de aici că este necesar, pe de o parte, să se obțină o amplificare maximă a semnalului recepționat, iar pe de altă parte un nivel minim al zgomotelor interne ale radioreceptorului. În aceste condiții este evident că aplicarea semnalului recepționat direct etajului schimbător de frecvență, așa cum se obișnuiește în cazul radioreceptoarelor pentru emisiuni cu MA, nu este o soluție avantajoasă aici și utilizarea în lanțul de UUS a etajului de foarte înaltă frecvență vine să rezolve problema îmbunătățirii raportului semnal/zgomot. Într-adevăr, prezența etajului amplificator oferă avantajul amplificării semnalului recepționat la un nivel de zgomote cu mult mai scăzut decît schimbător de frecvență.

În plus, prezența amplificatorului de foarte înaltă frecvență aduce îmbunătățirea selectivității radioreceptorului față de semnalele de frecvență intermediară și imagine, constituind în același timp un important separator între etajul oscilator (producător de radiații parazite) și circuitul de antenă.

Trebuie amintit aici că amplificarea acestui etaj, cît și selectivitatea sa față de semnalele de frecvență imagine și frecvență intermediară, sînt influențate de acțiunea de șuntare pe care o exercită rezistena internă a tubului amplificator și circuitul de intrare al schimbătorului de frecvență. Pentru reducerea acestor influențe se recurge la o micșorare a

cuplajului circuitului acordat, atît cu tubul electronic amplificator, cît și cu circuitul de intrare al etajului schimbător oscilator. În cazul unui cuplaj optim se obține o sensibilitate maximă atunci cînd amortizarea introdusă în circuitul acordat al amplificatorului de către schimbătorul de frecvență este egală cu cea introdusă de tubul amplificator.

Ținînd seamă însă că schimbătorul de frecvență reflectă în circuitul acordat al amplificatorului de foarte înaltă frecvență și o reactanță capacitivă, în afară de componenta rezistivă, capacitatea totală a circuitului acordat crește, micșorînd astfel impedanța lui la rezonanță și deci amplificarea sa. Pentru înlăturarea unui astfel de inconvenient, în asemenea situații se renunță la cuplajul optim între cele două etaje și se urmărește reducerea, pe cît posibil, a capacității reflectate.

Schema de principiu a amplificatorului de foarte înaltă frecvență este întîlnită în trei variante (fig. I.2): schema cu catodul la masă, schema cu grila la masă și schema cu punct intermediar la masă.

În toate cazurile tubul folosit este trioda datorită avantajelor pe care acesta le prezintă față de tuburile cu mai multe grile: posedă un nivel redus al zgomotelor proprii și o impedanță de intrare mare, calități care duc la creșterea raportului semnal/zgomot, la îmbunătățirea coeficientului de transfer al circuitului de intrare și a selectivității în raport cu semnalele externe perturbatoare.

Utilizarea tubului triodă în etajele amplificatoare de foarte înaltă frecvență prezintă însă și unele dezavantaje, în sensul că valoarea ridicată a capacității parazite dintre anod și grilă (C_{ag}) provoacă instabilitate în funcționarea montajului, deficiență care se poate însă înlătura prin neutrodinare.

În fig. I.2, *a* este prezentată schema simplificată a unui amplificator de foarte înaltă frecvență în montaj cu catodul la masă. Avantajele unui astfel de montaj este că prezintă o impedanță de intrare mare și permite obținerea unei amplificări de valoare ridicată. Din cauza capacității importante dintre anod și grilă are loc însă o reacție pozitivă între ieșire și intrare și schema funcționează instabil.

Într-adevăr, în etajul de amplificare impedanța între grilă și catod, în funcție de acordul circuitului de grilă, poate avea un caracter inductiv, capacitiv sau rezistiv. Ten-

siunea anodică U_a este divizată între capacitatea anod-grilă C_{ag} și impendanța grilă-catod. La frecvențe mai mici decît frecvența de acord a circuitului rezonant de grilă impedanța

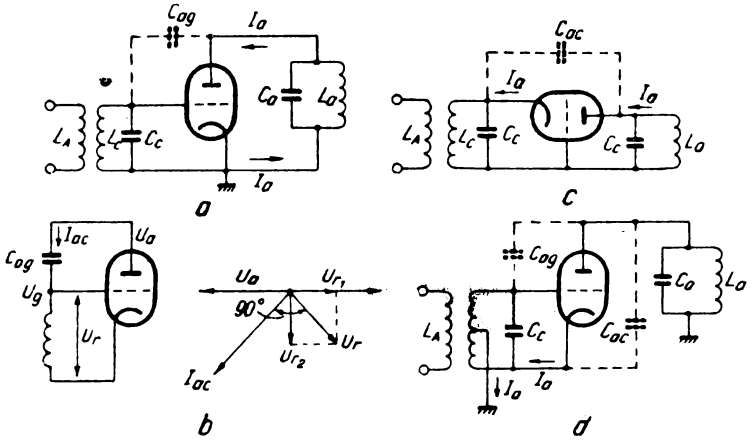


Fig. I.2. Tipuri de scheme utilizate pentru amplificatorul de foarte înaltă frecvență:

a — schemă cu catodul la masă; *b* — schemă echivalentă și diagrama tensiunilor la un montaj cu catodul la masă în cazul în care impedanța de grilă are un caracter inductiv; *c* — schemă cu grila la masă; *d* — schemă cu punct intermediar la masă.

acestuia are un caracter inductiv și produce un defazaj suplimentar al tensiunii de reacție U_r, care face ca la grilă să se aplice o componentă de tensiune U_{r1} în fază cu tensiunea de intrare (v. fig. I.2, *b*).

Cu toate că există posibilitatea neutrodinării, acest montaj este rareori utilizat, printre alte motive fiind și acela că într-o astfel de schemă sînt mult intensificate radiațiile parazite ale oscilatorului local.

Schema cu grila la masă (fig. I.2, *c*) are o bună stabilitate, aceasta datorită faptului că valoarea capacității parazite între anod și catod (C_{ac}) este mică și deci reacția nedorită între circuitul de ieșire și cel de intrare nu este importantă. După cum se constată însă din schemă, componenta alternativă a curentului anodic trece prin circuitul de intrare și din această cauză impedanța de intrare a tubului este foarte mică și deci și factorul de transfer este mic.

Un compromis între schema cu catodul la masă și cea cu grila la masă îl prezintă schema cu punct intermediar la masă (fig. I.2, *d*). În cazul unui astfel de montaj se observă că, în funcție de alegerea punctului de legare la masă, componenta alternativă a curentului anodic străbate o impedanță mai mare sau mai mică în circuitul acordat din grilă. Cu cît punctul de legare la masă este mai apropiat de catod, cu atît impedanța de intrare este mai mare dar în aceeași măsură crește și importanța influenței capacității parazite C_{ag} și invers. În cazul cînd punctul intermediar este suficient de apropiat de grilă, în general, se poate renunța la neotrodinare.

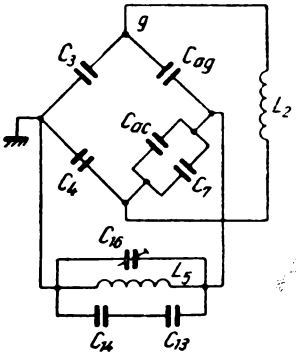


Fig. I.3. Schema în punte pentru neutrodinarea etajului amplificator de foarte înaltă frecvență, în montaj cu punct intermediar la masă.

Un astfel de montaj este curent utilizat în schemele practice, alegerea punctului intermediar fiind dictat de regulă, așa cum s-a văzut mai înainte, de realizarea compromisului între condiția de adaptare de putere și condiția de adaptare în ceea ce privește zgomotul.

Pentru a ilustra modul în care se efectuează o neutrodinare la un montaj cu punct intermediar la masă, în fig. I.3 este dată schema unei astfel de punți, care se referă la amplificatorul de foarte înaltă frecvență din fig. I.1.

Într-adevăr, după cum reiese din figură, într-o diagonală a punții, care se formează în felul acesta, este conectat circuitul anodic acordat al etajului amplificator de foarte înaltă frecvență (L_5, C_{16}, C_{13}, C_{14}), iar în cea de-a doua diagonală este conectat circuitul grilă-catod al tubului (L_2). În cazul cînd puntea este echilibrată $(C_3/C_4) = C_{ag}/C_{ac}//C_7$ intrarea și ieșirea amplificatorului sînt complet separate și deci nu se mai poate aplica tensiune din circuitul anodic în circuitul grilă-catod.

În ceea ce privește etajul schimbător de frecvență și aici se folosesc triodele, nivelul de zgomot al acestora fiind

de cîteva ori mai mic decît al schimbătoarelor cu pentodă. În plus, impedanța de intrare în gama de UUS a schimbătoarelor de frecvență cu triode este mai mare decît aceea a tuburilor cu mai multe grile, la care aceasta se reduce din cauza influenței inductanței bornei catodului și a timpului de trecere al electronilor. Nu trebuie uitat nici faptul că utilizarea triodei ca schimbător de frecvență este determinată și de existența în fabricație a dublelor triode, tuburi care asigură o simplitate și un cost redus al ansamblului UUS realizat în aceste condiții.

Avînd în vedere că în cazul schimbătoarelor cu triode conectarea circuitelor acordate ale oscilatorului local și ale amplificatorului de foarte înaltă frecvență se face la un același electrod, apar din această cauză o serie de fenomene nedorite:

— influența reciprocă dintre acordul unui circuit și acordul celui de al doilea, împiedicînd astfel obținerea unei alineri corespunzătoare;

— pătrunderea tensiunii oscilatorului local în circuitul acordat al amplificatorului de foarte înaltă frecvență și de aici trecerea mai departe în antenă;

— pătrunderea tensiunii semnalului în circuitul acordat al oscilatorului local;

— micșorarea puterii semnalului și înrăutățirea sensibilității reale a radioreceptorului.

Pentru evitarea acestor deficiențe se utilizează un schimbător de frecvență în montaj cu punte echilibrată. În schema din fig. I.1 există o astfel de punte, care realizează separația între circuitul acordat al amplificatorului de foarte înaltă frecvență și circuitul etajului schimbător.

Schema acestei punți este prezentată în fig. I.4, unde au fost neglijate reactanțele condensatoarelor C_{15} și C_{18} suficient

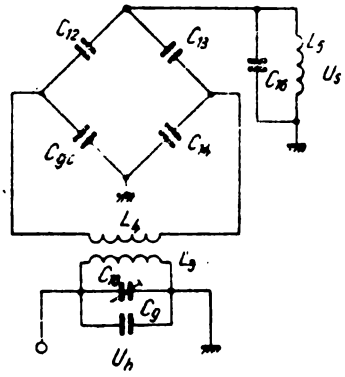


Fig. I.4. Montaj în punte utilizat la blocul UUS pentru realizarea separării între circuitul amplificator de foarte înaltă frecvență și circuitul etajului schimbător de frecvență.

de mici față de celelalte elemente din circuitele considerate. De asemenea, rezistența de grilă R_3 este mult mai mare decît reactanța capacitivă a condensatorului C_{gc} și nu influențează echilibrul punții.

Cînd puntea este echilibrată, la bornele circuitului anodic acordat nu există tensiunea oscilatorului local, iar la bornele bobinei de reacție a oscilatorului local nu apare tensiunea semnalului. În același timp însă pe grila de comandă a tubului schimbător de frecvență este aplicată simultan tensiunea semnalului (prin C_{12}) și cea a oscilatorului local, astfel că schimbarea de frecvență este posibilă.

Cum în practică nu se poate însă realiza un echilibru perfect al punții, are loc totuși o pătrundere a tensiunii oscilatorului local în circuitul acordat al amplificatorului de foarte înaltă frecvență și de aici în circuitul de intrare prin care au loc apoi radiațiile parazite. Micșorarea acestei influențe nu se poate realiza numai prin reducerea tensiunii oscilatorului local, deoarece în acest fel scade prea mult panta de conversie, ci se procedează simultan și la o slăbire a cuplajului circuitului acordat al amplificatorului cu cel al schimbătorului de frecvență.

În ceea ce privește separarea între circuitul oscilatorului local și cel al amplificatorului de foarte înaltă frecvență, pe de o parte, cît și a circuitului de frecvență intermediară, pe de altă parte, aceasta se realizează ușor datorită frecvențelor foarte diferite ale celor trei circuite.

Din cauză că rezistența internă a tubului schimbător de frecvență este foarte mică, circuitul primar al filtrului de frecvență intermediară este puternic șuntat și amplificarea scade, scădere accentuată și de reacția negativă produsă prin capacitatea anod-grilă (C_{ga}) a tubului schimbător. Într-adevăr considerînd montajul schimbătorului de frecvență din fig. I.1 se poate observa că în condițiile în care condensatorul C_{15} este utilizat numai pentru decuplarea la masă a rezistenței R_5 (în această situație C_{15} ar trebui să aibe o valoare de ordinul unităților de nanofarad) se produce în frecvență intermediară o reacție negativă între intrare și ieșire. Pentru lămurirea fenomenului vom considera schema echivalentă în frecvență intermediară (fig. I.5) a etajului schimbător, unde s-a avut în vedere că reactanțele bobinelor L_3, L_4, L_5 prezintă practic un scurtcircuit pentru această frecvență

coborîtă. În această situație tensiunea anodică U_a este aplicată unui divizor capacitiv, format din capacitatea parazită C_{ag} și $C_e(C_e = C_{12} + C_{13} + C_{14})$ care nu provoacă defaza-

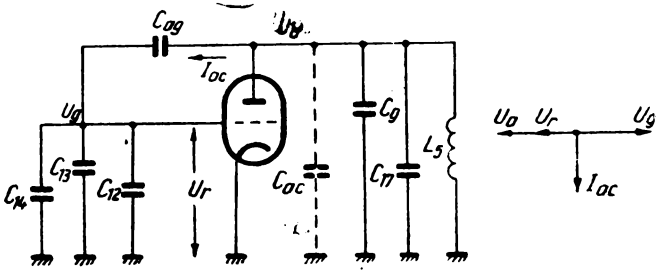


Fig. I.5. Schema echivalentă în frecvență intermediară a etajului schimbător în cazul în care condensatorul de compensare C_{15} lipsește din montaj și diagrama tensiunilor.

rea tensiunii, iar grilei tubului schimbător de frecvență i se aplică o tensiune de reacție negativă U_r(v. fig. I.5).

Utilizarea unei valori corespunzătoare pentru condensatorul C_{15} permite realizarea unui montaj în punte care rezolvă această deficiență. În mod obișnuit, pentru mărirea rezistenței interne a tubului schimbător la o valoare convenabilă (deci și a amplificării dată de etaj), cît și pentru creșterea selectivității acestuia, valoarea condensatorului C_{15} este aleasă astfel încît să se obțină o supracompensare a punții, adică se introduce o mică reacție pozitivă.

În fig. I.6 este prezentat montajul în punte în frecvență intermediară al schemei din fig. I.1 și în care se observă că, în funcție de valoarea condensatorului C_{15}, se poate stabili gradul de reacție în frecvență intermediară.

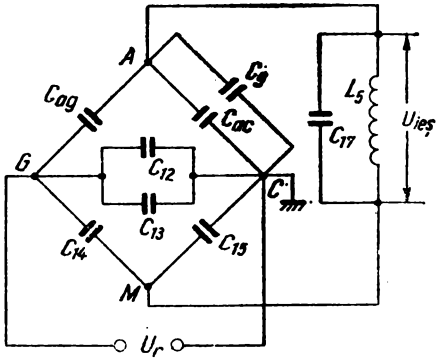


Fig. I.6. Montaj în punte în frecvență intermediară.

O problemă importantă, căreia trebuie să i se acorde o mare atenție la realizarea blocului de UUS, este aceea a stabilității frecvenței oscilatorului local. Variațiile tensiunii de alimentare a tuburilor, variația capacității dintre electrozii tubului sau instabilitatea în timp a parametrilor circuitului acordat, datorită încălzirii, duc la variația frecvenței oscilatorului.

În ceea ce privește variațiile tensiunii de alimentare, acestea influențează asupra frecvenței oscilatorului local, influența fiind condiționată, în cazul în care circuitul acordat este conectat în grilă, de existența capacității dinamice grilă-catod, care suferă modificări în corespondență directă cu variația tensiunii de filamente. De exemplu, scăderea tensiunii de filamente reduce emisia catodului și deci micșorează capacitatea de intrare, avînd drept consecință creșterea frecvenței oscilatorului local. Influența capacității de intrare asupra frecvenței oscilatorului local se manifestă și în stadiul inițial de încălzire al tubului electronic, cînd emisia catodului crescînd brusc produce creșterea capacității grilă-catod și deci reducerea frecvenței de lucru a circuitului acordat.

Rezultă de aici că, din punctul de vedere al reducerii influenței capacității de intrare a tubului electronic asupra frecvenței oscilatorului local, este indicat ca circuitul acordat al acestuia să fie conectat în circuitul anodic, unde capacitatea anod-catod este inferioară ca valoare capacității grilă-catod. Această soluție prezintă însă dezavantajul că, din cauza valorii reduse a rezistenței interne a tubului electronic, factorul de calitate al circuitului acordat scade și deci stabilitatea de frecvență a oscilatorului local este influențată pe această cale.

Din aceste motive, montajele practice sînt realizate în ambele variante, măsurile de fond luate fiind prin creșterea valorii capacității circuitului acordat (în acest fel capacitățile parazite au o influență redusă) și prin reducerea cuplajului acestuia cu tubul electronic.

În plus, ținînd seamă de faptul că din cauza distanței diferite la care se află elementele montajului față de tubul electronic acestea nu se încălzesc simultan, va trebui ca, printr-o alegere judicioasă a coeficientului de temperatură al capcității condensatoarelor, să se obțină o derivă minimă a frecvenței oscilatorului local, atît în regim termic staționar,

cît și în perioada de încălzire a radioreceptorului în care este montat blocul de UUS.

Un alt fenomen supărător care poate apărea la oscilatorul local este tîrîrea frecvenței și constă în aceea că, la semnale foarte puternice, frecvența oscilatorului local se apropie treptat de frecvența semnalului, iar în cazul unui nivel suficient de mare al tensiunii semnalului ea variază printr-un salt și devine exact egală cu frecvența semnalului, din care cauză recepția se înrăutățește calitativ, sau chiar se întrerupe complet. Valoarea tensiunii semnalului U_s, la care are loc tîrîrea frecvenței oscilatorului local, depinde de tensiunea oscilatorului local U_h și de diferența între frecvența oscilatorului local și cea a semnalului, adică de valoarea frecvenței intermediare f_i. Cu cît tensiunea U_h și frecvența f_i sînt mai mici, iar U_s este mai mare, cu atît devine mai probabil acest fenomen. Pentru îmbunătățirea stabilității frecvenței oscilatorului local din acest punct de vedere, se recurge adesea la scheme cu circuit oscilant în anod, la creșterea tensiunii oscilatorului local și la utilizarea controlului automat al amplificării, care permite să se modifice cîștigul amplificatorului de foarte înaltă frecvență, astfel încît valoarea semnalului U_s, aplicat schimbătorului de frecvență, să nu poată depăși o anumită limită.

Creșterea tensiunii oscilatorului local nu poate fi dusă însă peste o anumită valoare, întrucît aceasta duce la un alt fenomen nedorit și anume la radiații parazite. Rezultă, deci, că este necesar să fie ales un astfel de punct de funcționare pentru tubul schimbător de frecvență încît să se asigure o cît mai bună stabilitate a frecvenței oscilatorului local față de semnale puternice și formarea unui număr minim de armonice.

b. **Blocuri de UUS cu tranzistoare.** Ca și în cazul blocului cu tuburi electronice, schema „clasică" a blocului de unde ultrascurte cu tranzistoare cuprinde etajul amplificator de foarte înaltă frecvență și etajul schimbător-oscilator, avînd ca sarcină primul filtru de FI-MF.

Tranzistoarele folosite sînt de tip drift ($f_{\beta 1} = 75 - 100$ MHz sau mesa ($f_{\beta 1} = 150 - 200$ MHz). La aceste frecvențe foarte înalte, parametrii ca: faza pantei, modulul pantei, capacitatea de reacție, rezistențele de intrare și ieșire,

joacă un rol deosebit de important în funcționarea blocului de UUS.

Reținem de aici că, spre deosebire de montajele cu tuburi electronice, la frecvențele de lucru ale benzii de UUS, tranzistoarele produc o defazare între curentul de colector și

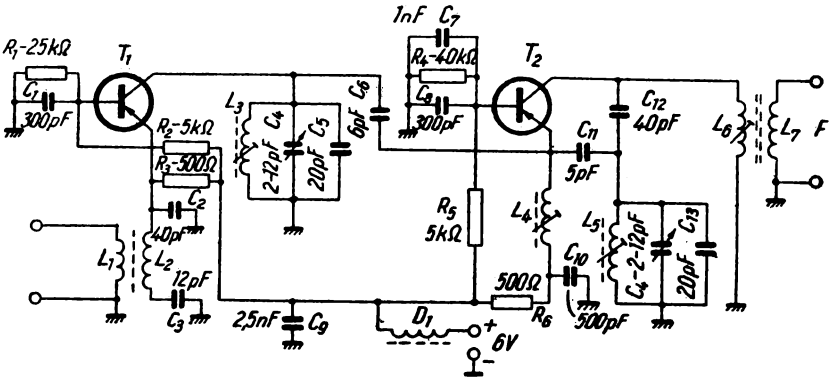


Fig. I.7. Schema de principiu a unui bloc UUS cu tranzistoare.

tensiunea de comandă (și care este destul de importantă: $\approx 90°$), din care cauză intervin unele modificări principiale în realizarea schemelor de blocuri UUS cu tranzistoare.

În ceea ce privește amplificatorul de foarte înaltă frecvență, acesta este realizat, de obicei, în schema cu baza la masă (corespunzător montajelor cu grila la masă, cunosute de la schemele cu tuburi electronice), în general lucrînd fără neutrodinare. Sînt întîlnite și scheme cu emitorul la masă, în acest caz fiind însă necesară neutrodinarea montajului.

Referitor la circuitele de intrare ale amplificatoarelor de foarte înaltă frecvență menționăm că nu există deosebiri principale de cele utilizate la blocurile UUS cu tuburi electronice.

În fig. I.7 este dată schema de principiu a unui bloc UUS cu tranzistoare, la care se observă că amplificatorul este realizat în schema cu baza la masă (baza este conectată la masă prin condensatorul C_1) și tranzistorul lucrează fără neutrodinare.

Capacitatea dintre colector și emitor dă, împreună cu unghiul de fază al pantei, o reacție pozitivă, prin această

reacție rezistența de intrare și rezistența internă fiind crescute cu circa 20%.

Dacă mărirea valorii rezistenței interne nu are nici o influență asupra circuitului acordat (L_3, C_4, C_5) al amplificatorului (acesta avînd o rezistență la rezonanță de circa 10 ori

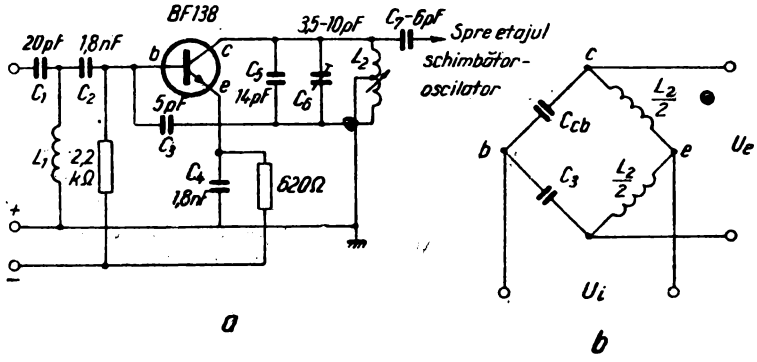


Fig. I.8. Schema unui amplificator de foarte înaltă frecvență în schemă cu emitor la masă:

a — schema de principiu; *b* — schema în punte pentru neutrodinarea etajului amplificator de foarte înaltă frecvență.

mai mică decît rezistența internă a tranzistorului), în schimb, mărirea rezistenței de intrare duce la creșterea amplificării de putere de același număr de ori, bineînțeles dacă la intrarea tranzistorului se realizează adaptarea din punctul de vedere al transferului maxim de putere.

Pentru cuplarea antenei la intrarea amplificatorului de foarte înaltă frecvență se folosește un circuit cu acord fix pe mijlocul benzii și cuplat strîns la intrarea tranzistorului, pentru a se putea obține o amplificare cît mai uniformă în întreg domeniul de lucru.

Circuitul de sarcină al etajului amplificator se cuplează la etajul de amestec prin intermediul condensatorului C_6, valoarea sa fiind determinată din condiția obținerii amplificării maxime de putere.

În fig. I.8, *a* se prezintă schema unui amplificator de foarte înaltă frecvență în schema cu emitor comun, în acest caz, pentru asigurarea stabilității, montajul fiind neutrodinat. De remarcat faptul că la această schemă cuplajul cu antena este realizat printr-un montaj nesimetric.

Montajele utilizate pentru oscilatoarele din blocurile de UUS cu tranzistoare funcţionează în schema cu baza la masă, montaje ce echivalează schemelor cu grila la masă din cazul tuburilor electronice. La acestea din urmă tensiunea de intrare şi ieşire fiind în fază, în reţeaua de reacţie nu mai este nevoie de a folosi un element inversor de fază. În opoziţie cu tubul, tranzistorul, lucrînd în montaj la frecvenţe apropiate de frecvenţa sa maximă de lucru, are o fază-a pantei de valoare importantă, fază care trebuie să fie luată în consideraţie la dimensionarea reţelei de reacţie pozitivă a oscilatorului.

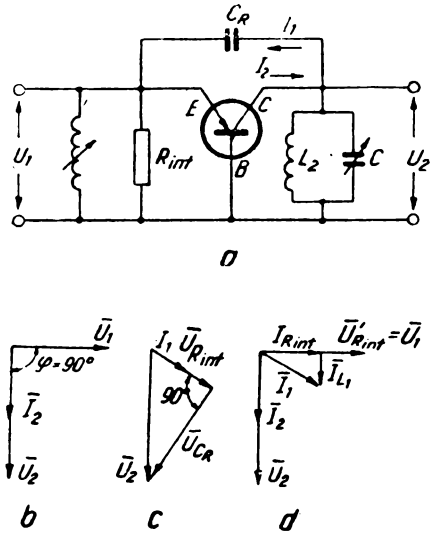


Fig. I.9. Oscilator pentru blocul de UUS cu tranzistoare :
a — schema de principiu; *b*, *c*, *d* — diagramele vectoriale ale tensiunilor şi curenţilor.

În fig. 1.9, *a* este prezentată schema de principiu a unui oscilator, fiind figurate numai circuitele în curent alternativ; modul de lucru al sistemului de reacţie este pus în evidenţă prin diagramele vectoriale din fig. 1.9, *b*, *c* şi *d*.

Considerînd o tensiune U_1 aplicată între emitor-bază, şi a cărei frecvenţă este egală cu frecvenţa de rezonanţă a circuitului acordat din colector (fig. 1.9, *a*), la bornele de ieşire ale oscilatorului apare un curent $\bar{I}_2 = \bar{U}_1 S_c e^{j\varphi}$. Întrucît faza pantei este de aproximativ $-90°$ la frecvenţa $f = 100$ MHz curentul de colector $\bar{I}_2$ este defazat în urma tensiunii de intrare $\bar{U}_1$ cu 90° (v. fig. 1.9, *b*). Acest curent $\bar{I}_2$ creează pe circuitul rezonant din colector o tensiune $\bar{U}_2$ în fază cu curentul. Tensiune $\bar{U}_2$ produce un curent $\bar{I}_1$ pe rezistenţa de intrare R_{int} prin intermediul condensatorului de reacţie C_R. Avînd în vedere însă că reactanţa condensatorului C_R este mare în comparaţie cu R_{int}, $\bar{I}_1$ nu este defazat

înaintea tensiunii $\bar{U}_2$ cu exact 90° (v. fig. 1.9, *c*). Din această cauză, tensiunea de reacție $\bar{U}_{Rint}$, ce apare pe rezistența de intrare, trebuie corectată ca fază și aceasta se realizează prin inductanța auxiliară L_1, care servește ca $\bar{U}_{Rint}$ să fie adusă în fază cu $\bar{U}_1$ (v. fig. I.9, *d*, tensiunea $\bar{U}'_{Rint}$). Pentru a echilibra împrăștierea fazei pantei, pentru diferite tranzistoare, inductanța L_1, este de obicei variabilă.

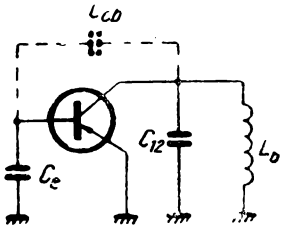


Fig. I.10. Schema echivalentă în frecvența intermediară a etajului schimbător-oscilator, fără condensatorul de compensare C_{10}.

Schema de oscilator descrisă mai sus se poate completa cu circuitele necesare pentru obținerea unui etaj schimbător oscilator. În fig. I.7 se poate identifica un astfel de montaj. Aici condensatorul C_{12} împreună cu capacitatea C_{cb} și bobina L_6, formează circuitul acordat de frecvența intermediară. Cuplajul circuitului de FI cu etajul următor se face prin inductanța L_7.

Circuitul acordat al oscilatorului este format din condensatoarele C_4, C_{13}, C_{cb} și bobina L_5, reactanța lui C_{12} fiind neglijabilă la frecvențele de lucru ale acestuia. Reacția între ieșire și intrare este realizată prin condensatorul C_{11}, inductanța auxiliară fiind bobina L_4, conectată la masă prin capacitatea C_{10}, care reprezintă un scurtcircuit pentru frecvența oscilatorului ca și condensatoarele C_7, C_8 care conectează baza la masă din punctul de vedere al curentului alternativ.

Cuplajul între amplificatorul de foarte înaltă frecvență și etajul schimbător oscilator este realizat prin capacitatea C_6, a cărei valoare este astfel aleasă, încît servește tot o dată și pentru adaptare.

Capacitatea C_{cb} a tranzistorului schimbător de frecvență produce o reacție negativă de tensiune pentru domeniul de frecvență intermediară (v. fig. I.10). Ea micșorează rezistența internă a tranzistorului pentru această frecvență și amortizează primul circuit de frecvență intermediară.

La fel ca și în tehnica tuburilor electronice, această reacție se elimină printr-un montaj în punte, al cărui principiu este reprezentat în fig. I.11. Printr-o dimensionare adecvată a capacităților C_7 și C_8, ca și a capacității C_{10}, puntea poate fi adusă la echilibru și în acest fel rezistența internă a tranzis-

torului este mărită. Se poate realiza chiar o supracompensare a punții, care are drept rezultat o nouă mărire a valorii rezistenței interne. Se reușește astfel ca lățimea benzii de trecere a circuitului de FI să fie foarte puțin influențată de rezistența internă a tranzistorului.

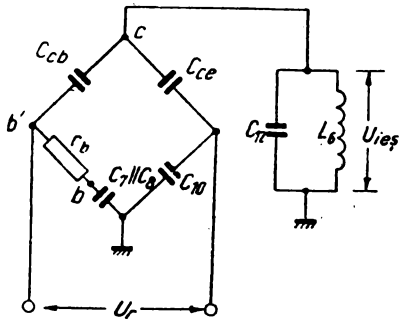


Fig. I.11. Montaj în punte pentru frecvență intermediară.

În ceea ce privește stabilitatea termică a frecvenței oscilatorului local, aceasta se realizează prin utilizarea în circuitul acordat al oscilatorului a unui condensator ceramic fix cu coeficient de temperatură negativ [$T_{K_e} = -(500 - 750) \cdot 10^{-6}$/°C] care compensează creșterea inductanței și a celorlalte elemente ale schemei. În fig. I.7 condensatorul C_{13} diminuează variațiile temperaturii ambiante, asigurînd o stabilitate termică în limitele $\pm$ 25 kHz la temperaturi cuprinse între —20° și + 50°C.

Stabilitatea de frecvență a oscilatorului local cu tranzistoare depinde și de variațiile tensiunii de alimentare. Într-adevăr, variația frecvenței oscilatorului este cauzată de modificările capacității colector-bază C_{cb}, a capacității de difuzie C_d și a pantei complexe S (care este funcție de variațiile curentului de colector și ale tensiunii de colector),toate deci determinate de tensiunea de alimentare. În acest caz corectarea deviației de frecvență a oscilatorului se face cel mai simplu prin stabilizarea tensiunii de alimentare, care asigură o stabilitate a frecvenței în domeniul 25 — 65°C, temperatura mediului ambiant.

2. NOI TIPURI CONSTRUCTIVE DE BLOCURI UUS

În construcția blocurilor de unde ultrascurte se întîlnesc de obicei montaje care asigură, într-o formă cît mai simplă și cît mai puțin costisitoare, realizarea de radioreceptoare

care permit, pe lîngă recepţia emisiunilor cu MA, şi recepţia emisiunilor cu MF.

Trecerea în ultima vreme la utilizarea blocurilor de UUS cu tranzistoare şi pentru radioreceptoarele hibride (cu tuburi

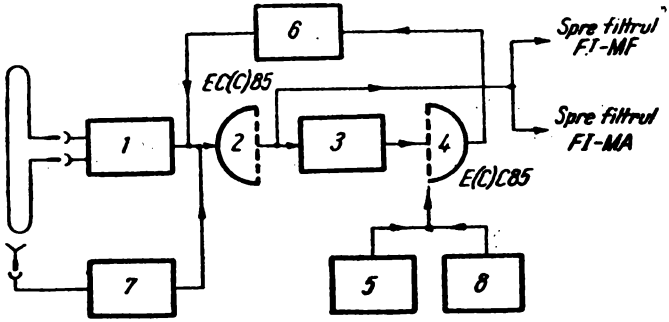


Fig. I.12. Schema-bloc a unui ansamblu de UUS, combinat cu schimbător de frecvenţă şi oscilator pentru MA:

1 — circuit de intrare pentru UUS; *2* — trioda *EC* (C) 85 (amplificator de FIF, amplificator de FI-MF şi schimbător frecvenţă MA; *3* — circuitul de sarcină al amplificatorului de FIF şi circuitul de reacţie al oscilatorului; *4* — trioda *E*(C)C85 (mixer autooscilant MF şi oscilator MA); *5* — circuit acordat oscilator MF; *6* — filtru de frecvenţă intermediară MF; *7* — circuit de intrare pentru MA; *8* — circuit acordat oscilator MA.

şi tranzistoare) staţionare, a pus problema unor modificări în schemele obişnuite ale acestor ansambluri funcţionale.

Dezvoltarea atît de impetuoasă a radiodifuziunii cu modulaţie de frecvenţă a dus la creşterea tot mai mare a exigenţelor faţă de performanţele blocului de unde ultrascurte, obligînd astfel pe constructori să aducă şi alte înnoiri, utilizarea diodelor varicap pentru acord cît şi pentru corecţia automată de frecvenţă fiind cele mai importante noutăţi din acest domeniu.

a. **Blocuri de UUS combinate cu schimbător şi oscilator MA.** În fig. I.12 este prezentată schema-bloc a unui ansamblu de unde ultrascurte, la care tubul electronic ECC85, pentru economie de spaţiu şi de piese electrice, este folosit nu numai ca amplificator de foarte înaltă frecvenţă (FIF), schimbător-oscilator şi amplificator de FI pentru MF, dar şi ca oscilator şi schimbător pentru MA. Spre deosebire de montajele obişnuite, se observă că, în acest caz, în blocul de

unde ultrascurte trebuie prevăzute comutări de circuite pentru asigurarea funcționării acestui ansamblu, atît pentru canalul MF, cît și pentru cel de MA. În ceea ce privește separarea între circuitele de MA și cele de MF, aceasta se realizează ușor datorită frecvențelor de lucru foarte diferite ale celor două canale. Reținem faptul că această condiție este îndeplinită numai pentru gamele de UL și UM, prezența gamei de US (6—18 MHz) într-un astfel de montaj nefiind posibilă datorită frecvențelor de lucru comune cu frecvența intermediară din lanțul de MF (10,7 MHz) și de aici imposibilitatea separării circuitelor.

Pentru înțelegerea de fond a modului în care tubul ECC85 are cumulate funcțiile amintite, în fig. I.13 este dată schema de principiu a ansamblului funcțional prezentat în schema-bloc din fig. I.12.

Referindu-ne la canalul de MF, amplificatorul de foarte înaltă frecvență este realizat cu prima triodă a tubului ECC85, în schemă cu grila la masă (conectată prin condensatorul C_7), tensiunea din antenă fiind aplicată prin circuitul L_{31} L_{32} în catodul lui *EC(C)*85. Circuitul de sarcină al amplificatorului este format din condensatoarele C_{12}, C_{31} și bobina L_6. Aplicarea semnalului la grila etajului schimbător-oscilator se face prin capacitatea C_{17}. Circuitele pentru oscilatorul local, realizat cu circuitul acordat în anod, cuprind bobina de reacție L_8, cuplată inductiv cu bobina de acord L_7, prevăzută în paralel cu condensatoarele C_{22} și C_{32}. Și în acest montaj este realizată o punte de separare între circuitele oscilatorului local și cele ale amplificatorului de foarte înaltă frecvență. În fig. I.14 este dată schema echivalentă în ultra-înaltă frecvență, extrasă din schema dată în fig. I.13, la care au fost neglijate elementele de montaj care, la această frecvență de lucru, nu-și aduc practic nici o participare în funcționarea schemei. Alături, în aceeași figură, este prezentat și montajul în punte echilibrată, folosit pentru separarea circuitului amplificator de cel al oscilatorului.

Schimbarea de frecvență este realizată cu cea de a doua triodă a tubului ECC85 (fig. I.13), în anodul acesteia fiind conectat circuitul acordat de frecvența intermediară, format din bobinele L_4, L_5 și condensatorul C_{20} (reactanța lui L_7 reprezintă un scurtcircuit pentru frecvența intermediară). Prin intermediul bobinei L_4, care este cuplată cu bobina L_3,

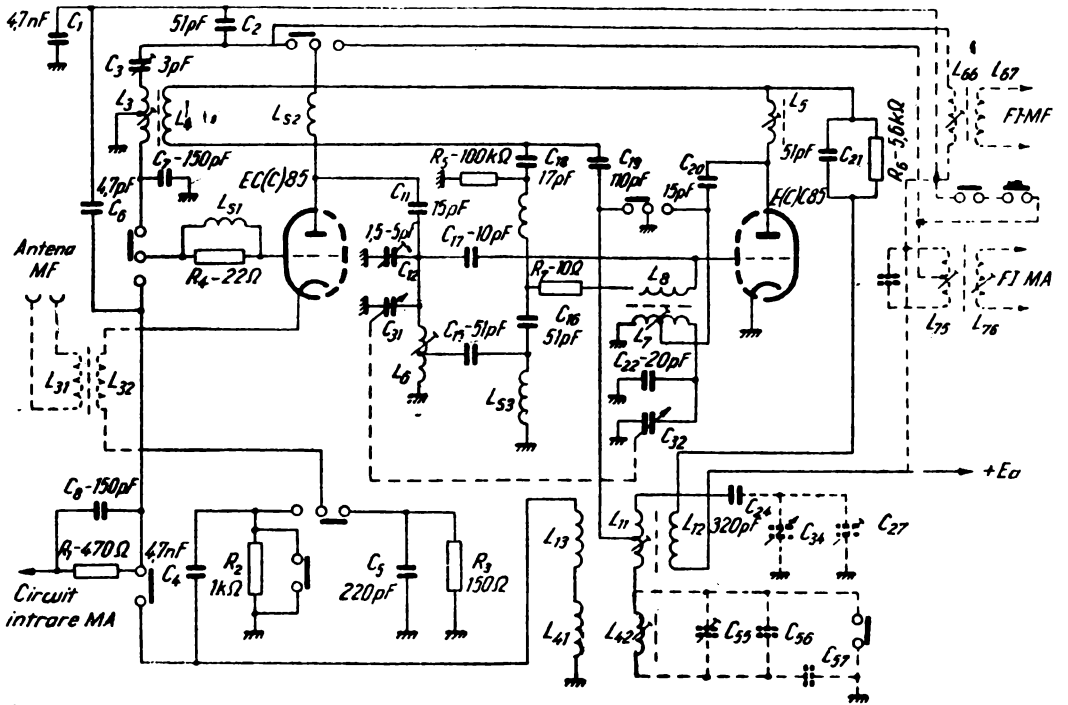


Fig. I.13. Schema de principiu a ansamblului funcțional prezentat în schema-bloc din fig. I.12.

semnalul de frecvență intermediară este aplicat pe grila tubului EC(C)85, în anodul căruia este obținut semnalul de FI și trimis prin bobina de șoc L_{s2} spre cel al doilea filtru de frecvență intermediară, neinclus în acest ansamblu (L_{66}, L_{67}).

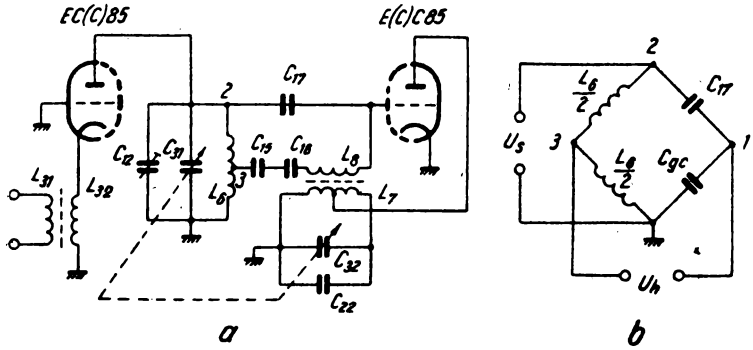


Fig. I.14. Schema de principiu a părții de amplificator FIF și oscilator MF extrasă din schema dată în fig. II.13.

În fig. I.15, *a* este dată schema echivalentă a amplificatorului de frecvență intermediară (extrasă din schema din fig. I.13), la care sînt figurate numai elementele care participă la funcționarea acestor etaje. În fig. I.15, *b* este prezentat montajul în punte pentru reacția pozitivă în frecvență intermediară referitor la tubul E(C)C85, iar în fig. I.15, *c* puntea de neutrodinare în FI a etajului amplificator de frecvență intermediară care utilizează tubul EC(C)85.

Ca o complectare de ansamblu asupra posibilităților de separare a diverselor circuite dependente de frecvență, în fig. I.16 este dată și schema etajului oscilator [tubul E(C)C85] și schimbător [tubul EC(C)85] pentru emisiuni MA, gama de unde medii (extrasă din schema dată în fig. I.13).

b. **Blocuri de UUS echipate cu trei tranzistoare.** Blocurile de unde ultrascurte echipate cu tranzistoare și-au găsit la început aplicabilitatea în special în radioreceptoarele portabile și în radioreceptoarele auto.

Trecerea la utilizarea blocurilor de UUS în tunerele de înaltă fidelitate și în radioreceptoarele hibride staționare a

dus la creşterea cerinţelor în această direcţie. Folosirea blocului de unde ultrascurte în radioreceptoarele hibride a pus probleme noi, acestea din urmă prezentînd o încălzire

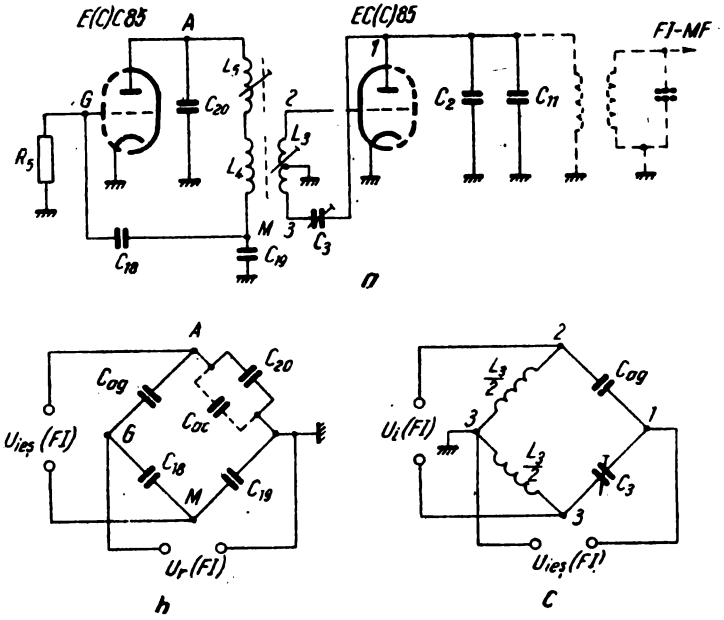


Fig. I.15. Amplificatorul de FI—MF extras din schema dată în fig. II.13 : *a* — schema de principiu; *b* — montaj în punte pentru reacţie pozitivă în frecvenţă intermediară la etajul schimbător (tubul T_2); *c* — punte de neutrodinare în frecvenţă intermediară a etajului amplificator de FI (tubul T_1).

cu mult mai mare decît radioreceptoarele complet tranzistorizate.

Trebuia găsită soluţia ca această creştere de temperatură a mediului ambiant să nu influenţeze, peste limitele acceptabile, asupra parametrilor electrici ai montajului (în special asupra fazei pantei).

De asemenea, pentru folosirea lor la radioreceptoare staţionare, trebuiau rezolvate problemele legate de evitarea efectelor de saturaţie întîlnite la montajele obişnuite cu tranzistoare, a intermodulaţiei şi recepţiei în mai multe puncte pe

scara radioreceptorului în cazul semnalelor puternice de intrare (de exemplu, în apropierea de un emiţător local).

Prima problemă s-a rezolvat prin folosirea de piese adecvate, ca, de exemplu, utilizarea tranzistoarelor cu siliciu şi

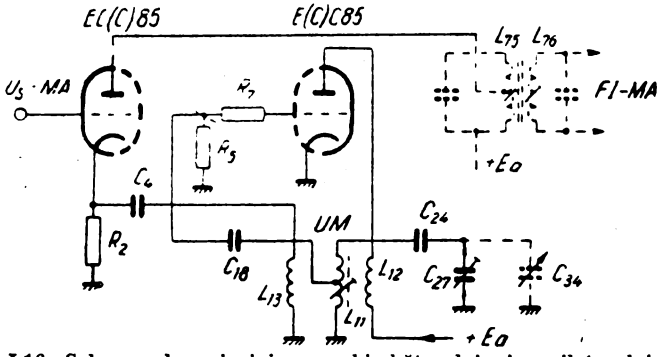


Fig. I.16. Schema de principiu a schimbătorului şi oscilatorului MA, gama de UM (extrasă din schema dată în fig. II.13).

a condensatoarelor fixe cu coeficient de temperatură (T_{K_e}) negativ. Celelalte condiţii au condus la necesitatea introducerii unui oscilator separat.

În fig. I.17 este prezentată schema de principiu a unui bloc UUS cu etaj oscilator separat. În acest montaj sînt folosite trei tranzistoare planare cu siliciu, tip *npn*. Ca element de acord este utilizat un triplu variometru.

Etajul amplificator de foarte înaltă frecvenţă, echipat cu tranzistorul BF138, lucrează în schema cu emitorul la masă şi este neutrodinat. Bobina L_2 împreună cu condensatoarele C_5, C_6 şi respectiv bobina L_3 împreună cu condensatoarele C_8, C_9 constituie un filtru de bandă în foarte înaltă frecvenţă care este montat între etajul amplificator şi etajul schimbător de frecvenţă.

Etajul schimbător de frecvenţă utilizează tranzistorul BF134 şi lucrează în quasischemă cu bază la masă. Tensiunea de semnal obţinută la ieşirea amplificatorului de FIF se aplică pe emitorul tranzistorului T_2, iar semnalul de la oscilatorul local se aplică pe baza tranzistorului T_2 prin intermediul condensatorului C_{20}.

Dioda D_1 montată în circuitul de colector al etajului schimbător are rolul unei diode de amortizare, ea avînd o polarizare inițială spre a lucra astfel numai la niveluri mari ale semnalului de intrare.

Oscilatorul local, echipat cu tranzistorul BF134, lucrează în conexiune cu baza la masă. În domeniul frecvențelor de lucru ale oscilatorului local tranzistorul BF134 are o fază a pantei φ de aproximativ $-40°$ și, din această cauză, curentul alternativ de colector $\bar{I}_2$ este defazat în urmă față de tensiunea alternativă $\bar{U}_1$ dintre emitor-bază cu această valoare (fig. I.18). Curentul de colector produce pe circuitul acordat al oscilatorului (L_6, C_{18}, C_{19}) o tensiune alternativă $\bar{U}_2$ în fază cu curentul $\bar{I}_2$. Impedanța de intrare emitor-bază este practic o rezistență și valoarea sa este mult inferioară reactanței condensatorului de reacție C_{16} (la bornele acestuia apare tensiunea $\bar{U}_{CR}$). Valoarea lui C_{16} este astfel aleasă, încît tensiunea $\bar{U}_2$ produce prin legătura serie C_{16}, C_{15} și rezistența

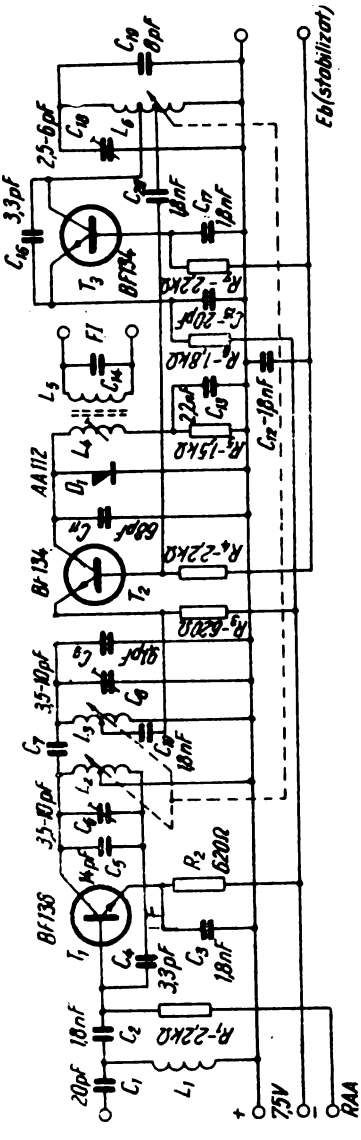


Fig. I.17. Schema de principiu a unui bloc de UUS cu trei tranzistoare.

de intrare R_{int} a tranzistorului T_3 (R_{int} în paralel cu C_{15}) un curent $\bar{I}_1$ defazat înaintea tensiunii $\bar{U}_2$ cu 40°, curent care produce pe rezistența de intrare R_{int} o tensiune de reacție în fază cu $\bar{U}_1$. Circuitul acordat L_6, C_{18}, C_{19} este conectat în colector printr-o priză a bobinei L_6, aceasta cu scopul de a micșora efectul capacității de colector (dependentă de tensiunea de alimentare) asupra frecvenței oscilatorului.

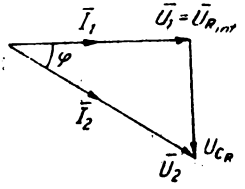


Fig. I.18. Diagramele vectoriale ale tensiunilor și curenților din etajul oscilator al blocului de UUS din fig. I.17.

Variațiile de frecvență ale oscilatorului cauzate de variațiile temperaturii mediului ambiant sînt diminuate printr-o alegere convenabilă a coeficientului de temperatură a condensatoarelor C_{18} și C_{19}.

c. **Blocuri de UUS cu acord electronic prin diodă varicap și corecție automată a frecvenței.** Fără îndoială, condensatorul variabil rămîne un organ de acord precis în cea mai mare parte a aplicațiilor. Sînt totuși unele montaje în care este dificil de a găsi un loc potrivit pentru condensatorul variabil. Mai mult, acest organ trebuie să fie comandat manual, ceea ce obligă pe realizatorul unui montaj de a-i rezerva o amplasare și o orientare determinată. În plus, în cazul unei comenzi automate, deși rotirea unui condensator variabil este pecfert realizabilă, operația necesită însă un dispozitiv electromecanic destul de complicat.

Toate aceste dificultăți au pus la un moment dat problema realizării unui dispozitiv electronic de variație a capacității unui condensator, problemă rezolvată astăzi cu succes cu ajutorul elementelor semiconductoare.

Este bine cunoscut faptul că orice diodă semiconductoare prezintă o capacitate internă la joncțiunea sa, capacitate care depinde de tensiunea de polarizare inversă aplicată semiconductorului.

Această proprietate și-a găsit multe aplicații practice, dintre care cele mai cunoscute sînt modulatoarele de frecvență și dispozitivele de corecție automată a frecvenței. În ultimul timp diodele cu capacitate variabilă (numite diode varicap sau varactor) au început să fie utilizate pentru

acordul electronic al circuitelor de foarte înaltă frecvență, modificarea de capacitate obținută fiind suficientă pentru a acoperi necesitățile unui radioreceptor cu UUS. În acest caz modificarea frecvenței se realizează prin variația capacității diodei introduse în circuit și polarizată în sens invers.

Avînd în vedere că la această metodă capacitatea diodei se modifică printr-o tensiune continuă, este posibil a realiza acordul prin intermediul unui potențiometru ce reglează tensiunea inversă aplicată diodei.

Această soluție nu numai că simplifică sistemul de acord mecanic în comparație cu condensatorul variabil sau sistemul inductiv, ci creează posibilitatea de a introduce sistemul de clape cu acord fix pe posturi sau acordul de la distanță. De asemenea, diodele de acord pot fi alimentate de la circuitul de corecție automată a frecvenței (CAF), realizîndu-se astfel și un acord ulterior al frecvenței oscilatorului.

Variația de capacitate a diodelor. Legea de variație a capacității la joncțiune, în funcție de tensiunea inversă de polarizare, este ușor diferită, după cum este vorba de o diodă obținută prin aliere sau prin difuzie. Se dau mai jos relațiile practice care ilustrează fenomenul prezentat:

— diode obținute prin aliere: $C = K/\sqrt{U_s + U_d}$,

— diode obținute prin difuzie: $C = K/\sqrt[3]{U_s + U_d}$,

unde C reprezintă capacitatea, K — un coeficient caracteristic fiecărui tip de diodă, U_s — tensiunea alternativă eventual prezentă pe diodă, U_d — tensiunea inversă de polarizare.

În fig. I.19 este dată curba de variație a capacității unei diode cu siliciu (raportată la valoarea nominală a capacității la tensiunea de 2 V) în funcție de tensiunea de polarizare, dîndu-ne astfel posibilitatea unei orientări în ceea ce privește limitele de utilizare ale unui astfel de semiconductor.

Un exemplu practic de utilizare a diodei varicap ca element de comandă al acordului este prezentat în fig. I.20, *a*. În acest circuit acordat condensatorul variabil este înlocuit prin dioda varicap D_V, polarizată în sens invers prin intermediul unui potențiometru P care permite variația capacității de acord într-o formă simplă și foarte comodă. Condensatorul C este prevăzut aici pentru izolarea bobinajului L de tensiu-

nea continuă de polarizare; rezistența R nu are alt rol decît de a bloca tensiunea de înaltă frecvență provenind din circuitul oscilant.

Deși capabil de funcționare corectă, montajul din fig. I.20, *a* este totuși dezavantajat de unele inconveniente.

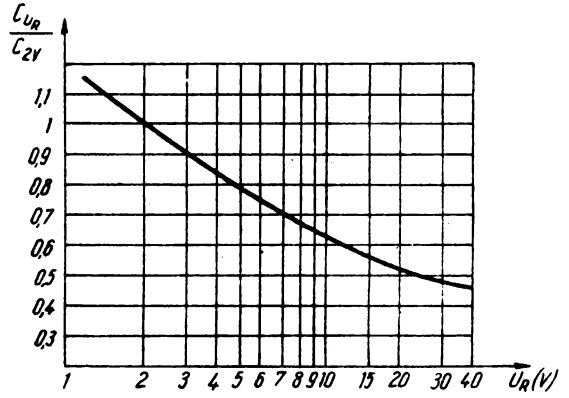


Fig. I.19. Curba de variație a capacității unei diode în funcție de tensiunea de reglaj.

Independent de faptul că curba de variație a capacității în funcție de tensiunea de comandă este sau nu liniară, are loc o disimetrizare a semnului sinusoidal prin aplatisarea uneia dintre alternanțe, aceasta datorită variației capacității inițiale în ritmul înaltei frecvențe, fenomen care începe a se manifesta din momentul în care tensiunea alternativă para-

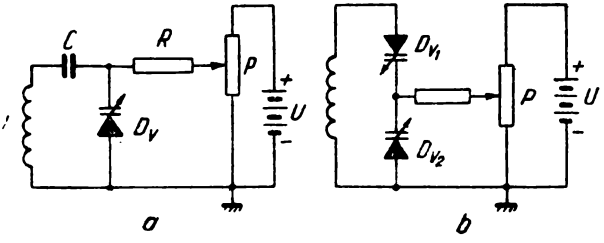


Fig. I.20. Comanda acordului unui circuit prin diode varicap: *a* — montaj cu o diodă; *b* — montaj cu două diode.

zită atinge o zecime din tensiunea continuă inversă aplicată diodei. Fenomenul este observat atît în circuitul de intrare cît și în cel de oscilator local ale unui radioreceptor aflat în apropierea unui emițător puternic. Această deformare a semnalului face să se producă o serie de armonici parazite care, combinîndu-se cu frecvențele locale, pot să ducă la recepția unei aceleiași emisiuni în mai multe puncte ale gamei.

Pentru a elimina acest inconvenient, fie se utilizează diode cu tensiune de comandă mărită, fie se face apel la două diode varicap montate în opoziție (fig. I.20, *b*), care dispensează în același timp montajul și de condensatorul de blocare a componentei continue.

Cele două diode fiind montate în serie, este evident că raportul tensiunilor inverse de polarizare către tensiunea de înaltă frecvență este de două ori mai favorabil decît în cazul din fig. I.20, *a*, fiecare diodă neavînd la bornele sale decît jumătate din tensiunea alternativă prezentă în circuit. În plus, ținînd seamă și de faptul că prin utilizarea celor două diode montate în sens invers se ajunge ca variațiile parazite de capacitate să fie compensate, practic se face să nu mai apară nici o deformare a semnalului sinusoidal.

O altă utilizare importantă a variației de capacitate a unei diode varicop este în circuitele de corecție automată a frecvenței (CAF) din radioreceptoarele pentru *MF*. Într-adevăr, pentru oscilatorul din blocul de unde ultrascurte este posibil a se realiza un CAF cu ajutorul unei diode varicap, așa cum se arată în montajul din fig. I.21. Ieșirea *AA'* se conectează în paralel pe capacitatea de acord a oscilatorului, în vederea corecției acordului prin tensiunea de corecție furnizată de către discriminatorul radioreceptorului *MF*.

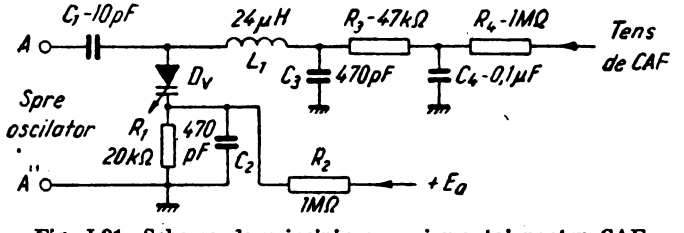


Fig. I.21. Schema de principiu a unui montaj pentru CAF.

Această tensiune este aplicată diodei de capacitate variabilă prin intermediul filtrului constituit de L_1, rezistența R_3, R_4 și condensatoarele C_3, C_4. Tensiunea de repaus a diodei este obținută printr-un divizor de tensiune montat între masă

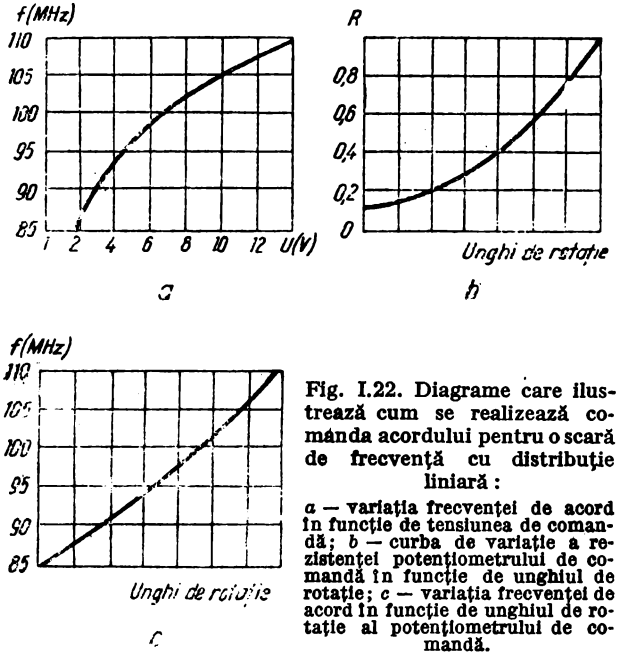


Fig. I.22. Diagrame care ilustrează cum se realizează comanda acordului pentru o scară de frecvență cu distribuție liniară:

a — variația frecvenței de acord în funcție de tensiunea de comandă; *b* — curba de variație a rezistenței potențiometrului de comandă în funcție de unghiul de rotație; *c* — variația frecvenței de acord în funcție de unghiul de rotație al potențiometrului de comandă.

și plusul tensiunii anodice, decuplarea fiind asigurată prin condensatorul C_2. Filtrarea tensiunii de CAF trebuie să fie foarte bine realizată, pentru a se elimina tot semnalul de audiofrecvență disponibil la ieșirea discriminatorului. Pentru limitarea variației de capacitate a diodei D_V se montează în serie cu aceasta condensatorul C_1.

Valorile elementelor din schemă au fost trecute spre a servi ca indicație privind ordinul de mărime, valoarea lor exactă depinzînd de dioda aleasă și de particularitățile aparatului în care acest dispozitiv urmează să fie încorporat.

În ceea ce privește performanțele de viitor ale diodelor varicap utilizate la comanda acordului, principala problemă

de rezolvat este aceea a dispersiei caracteristicilor, ceea ce în fond se referă la menținerea constantă, pe cît posibil, a raportului L/C în circuitele de acord. În plus este necesar ca ecartul de frecvență dintre circuitul acordat de intrare și cel al oscilatorului local să rămînă permanent egal cu valoarea frecvenței intermediare.

Pe de altă parte, realizarea unei scări de frecvențe cu citire liniară impune ca variația frecvenței de acord a circuitelor în funcție de tensiunea de comandă (fig. I.22, *a*) să fie practic compensată de curba inversă datorită caracteristicii potențiometrelor logaritmice clasice (fig. I.22, *b*). Se poate obține o scară liniară cu etalonare în frecvențe, de exemplu între 87 și 109 MHz, pentru un unghi de rotație al potențiometrului principal de acord cuprins între 0 și 280° (fig. I.22, *c*). Trebuie însă menționat că pentru o bună funcționare a sistemului de acord electronic este necesar ca potențiometrul principal să aibă în timp o stabilitate absolută a caracteristicii sale. În aceste condiții sistemul de acord cu diodă varicap are o durată de viață cu mult superioară altor sisteme și o suplețe de utilizare inegalată, datorită în special marei ușurințe de realizare a circuitelor de telecomandă și a celor cu acord pe posturi fixe.

Blocuri de UUS cu tranzistoare utilizînd acord electronic și CAF. În montajele practice schemele nu diferă decît foarte puțin de cele teoretice prezentate. Ne putem convinge de aceasta examinînd de aproape circuitele blocului de unde ultrascurte prezentat în fig. I.23. Schema acestui ansamblu funcțional cuprinde un etaj amplificator de foarte înaltă frecvență și un mixer autooscilant.

Ambele etaje sînt echipate cu tranzistorul cu siliciu tip *npn* BF115. Acordul circuitului de rezonanță al amplificatorului de UUS și cel al oscilatorului local se realizează prin diodele varicap BA124, polarizate în sens invers, cu o tensiune aplicată prin punctul *A* al schemei de la un potențiometru de comandă montat pe panoul radioreceptorului. Diodei din circuitul oscilatorului i se aplică, în afară de această tensiune, și o tensiune de CAF obținută de la discriminator și cu ajutorul căreia se realizează un acord fin automat.

Etajul amplificator de foarte înaltă frecvență lucrează într-o schemă cu baza la masă și nu este neutrodinat. Prin alegerea unei valori ridicate pentru rezistența de emitor, cît

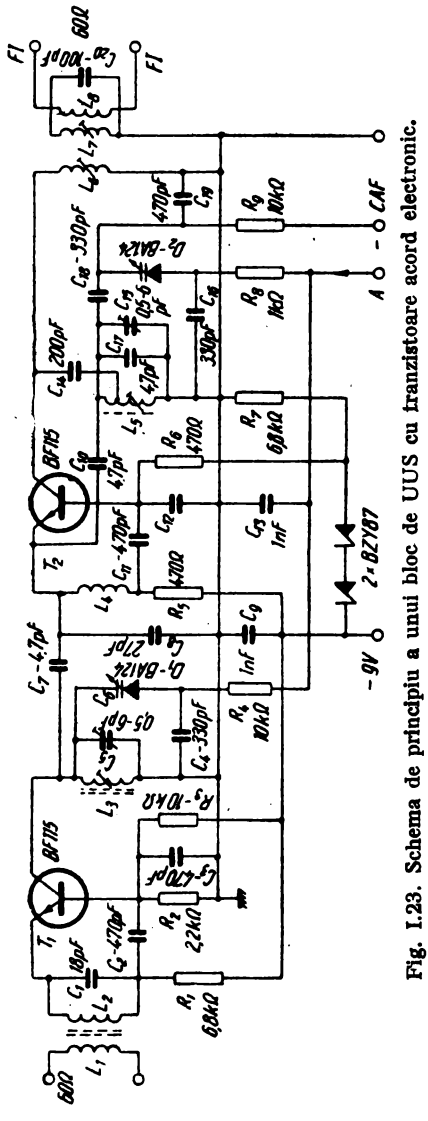


Fig. I.23. Schema de principiu a unui bloc de UUS cu tranzistoare acord electronic.

și prin alegerea convenabilă a divizorului de tensiune din bază se poate obține o tensiune de colector care permite ca la tensiuni mari de intrare să apară un efect de limitare din partea etajului amplificator. În acest fel se reușește să se împiedice o supraexcitare a etajului de amestec și în special să se înlăture pericolul tîrîrii de frecvență a oscilatorului.

În circuitul de colector al tranzistorului T_1 se află circuitul de sarcină acordabil prin intermediul diodei D_1, a cărui anod este legat capacitiv la masă prin condensatorul C_4. La punctul rece al diodei se aduce tensiunea continuă de acord printr-o rezistență (R_4).

Pentru asigurarea acordului amplificatorului de UUS trebuie ca variația tensiunii de reglaj să asigure variația corespunzătoare de capacitate a diodei varicap necesară în circuitul acordat, variație care în cazul schemei de față este mai mare decît pentru oscilator (deoarece frecvența oscilato-

rului este mai mare decît frecvența semnalului recepționat).

Este evident că la stabilirea raportului între capacități, pentru a realiza acoperirea în gama considerată, se va ține seamă nu numai de capacitatea diodei, ci și de capacitatea parazită. Se va avea grijă, de asemenea, ca porțiunea de utilizare a diodei către frecvențele din capătul inferior al gamei (v. fig. I.19) să corespundă unor astfel de tensiuni încît să se evite zona neliniară a caracteristicii diodei. Se înlătură astfel pericolul apariției variației dinamice de capacitate, care se manifestă în special la dioda oscilatorului prin tîrîrea de frecvență.

Pentru compensarea de capacitate a diodei de la exemplar la exemplar este necesară utilizarea unui condensator ajustabil C_5 de 0,5—6 pF.

Etajul schimbător autooscilant lucrează în schema cu baza la masă, atît ca mixer, cît și ca oscilator. Pentru asigurarea regimului de autooscilație circuitul de sarcină al oscilatorului este cuplat printr-o capacitate mică (C_{10}) la emitorul schimbătorului. Între emitorul schimbătorului și bază se află un circuit de absorbție pentru FI, format din bobina L_4 și condensatorul C_{11}. Capacitatea suplimentară C_8 servește pentru corecția fazei tensiunii de reacție a oscilatorului. Tensiunea bazei tranzistorului este stabilizată cu ajutorul a două diode Zener, asigurîndu-se în acest fel o bună stabilitate a frecvenței oscilatorului față de variațiile tensiunii de alimentare și în același timp posibilitatea amorsării oscilatorului chiar la tensiuni de alimentare scăzute.

Circuitul oscilatorului este cuplat la colectorul tranzistorului de amestec printr-o priză a bobinei de acord, în vederea creșterii stabilității de frecvență. Acordul circuitului oscilatorului este realizat prin dioda varicap D_2 al cărui anod este legat capacitiv la masă prin condensatorul C_{16}. Tensiunea de comandă este adusă prin rezistența R_8. Avînd în vedere că frecvența oscilatorului este mai ridicată decît frecvența de semnal, raportul de acoperire este mai mic și pentru obținerea noului raport cu aceeași diodă utilizată și în etajul amplificator este necesară introducerea unui condensator fix C_{17}, care prin coeficientul său negativ de temperatură [$T_{kc} = -750 \cdot 10^{-6}/°C$] este folosit totodată și la compensarea termică a circuitului oscilatorului.

Tensiunea pentru acord fin (CAF) se aduce de la discriminator, prin rezistența de separație R_9, la catodul diodei variçap. În acest scop, circuitul rezonant este izolat, din punct de vedere continuu, printr-un condensator de separație

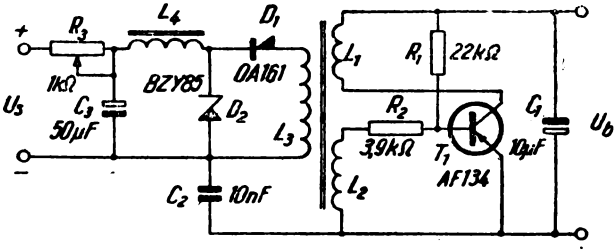


Fig. I.24. Schema de principiu a unui etaj convertizor utilizat pentru furnizarea tensiunii de comandă a unei diode varicap:
U_b — tensiunea bateriei; U_s — tensiunea stabilizată.

[C_{18}]. La utilizarea tensiunii de CAF se va avea în vedere că panta acordului — determinată prin curba neliniară de variație a capacității diodei varicap — depinde de mărimea tensiunii de acord.

Circuitul primar al filtrului de FI, cuplat critic, are o capacitate de acord relativ mare (C_{14}), prin aceasta fiind atenuată apariția tensiunilor mari de FI la intrarea filtrului de bandă, care ar duce la tîrîrea frecvenței oscilatorului în cazul semnalelor mari de intrare.

Sînt situații cînd valoarea tensiunii necesare pentru comanda diodelor varicap este superioară tensiunii de alimentare a radioreceptorului. Desigur, s-ar putea prevedea o tensiune de alimentare mai ridicată, dar soluția nu este practică. Soluția adoptată, de obicei, în astfel de situații este utilizarea unui convertizor (fig. I.24) echipat cu un tranzistor oscilator T_1, tensiunea alternativă fiind redresată printr-o diodă D_1 și stabilizată prin intermediul unei diode Zener D_2; dacă este necesar ca tensiunea obținută să se reducă la o valoare dorită se utilizează o rezistență serie R_3.

Menționăm că această tensiune stabilizată poate fi utilizată și pentru alimentarea blocului de UUS, ceea ce nu prezintă decît avantaje din punctul de vedere al stabilității în frecvență al acestuia.

d. **Blocuri de UUS pentru radioreceptoare stereo de înaltă fidelitate.** La astfel de ansambluri funcționale problema care se pune este obținerea unor performanțe electrice cît mai valoroase, folosirea de tranzistoare mai multe și mai costisitoare decît cele obișnuite fiind justificată în acest caz.

În fig. I.25 este prezentată schema de principiu a unui bloc de unde ultrascurte utilizat în radioreceptoare stereofonice de înaltă fidelitate.

Etajul amplificator de foarte înaltă frecvență este realizat în montaj cascodă, care prezintă avantajul unei amplificări mari și a unui zgomot propriu redus. Primul tranzistor T_1 lucrează în schemă cu emitorul la masă, evitîndu-se astfel dezavantajul schemei cu baza la masă (selectivitate redusă) sau a celei cu punct intermediar la masă (modulație încrucișată). Performanțele montajului sînt crescute și prin utilizarea unui tranzistor cu frecvența limită de 500 MHz.

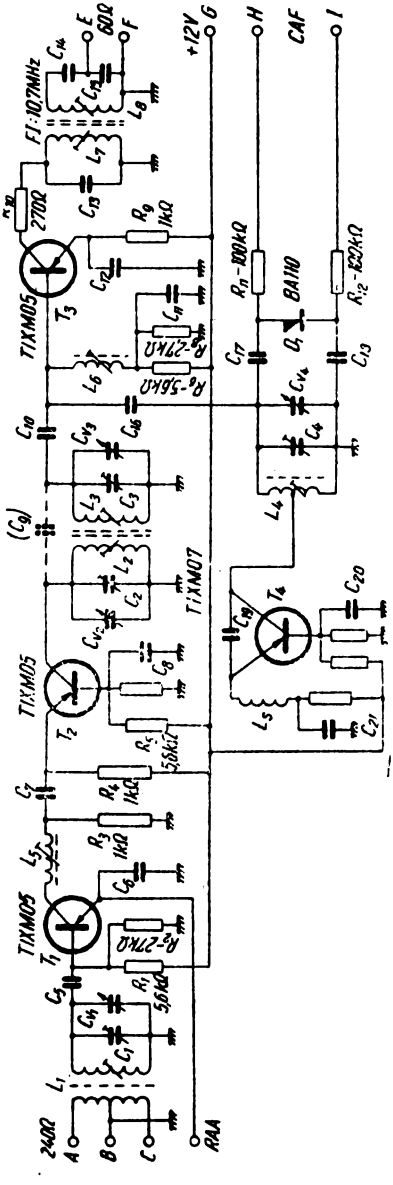


Fig. I.25. Schema de principiu a unui bloc UUS utilizat în radioreceptoare stereo de înaltă fidelitate.

Cuplajul între antenă și tranzistorul T_1 a fost determinat din condiția de adaptare în putere. Selectivitatea circuitului de intrare este relativ ridicată, prezența condensatorului variabil C_{V1} contribuind la creșterea acestei performanțe.

Ieșirea primului tranzistor T_1 formează, împreună cu bobina L_5, un filtru trece-jos pentru frecvența de $\approx$ 30 MHz, în acest fel semnalele perturbatoare de TV fiind atenuate deja din acest etaj.

Al doilea tranzistor T_2 al montajului cascodă lucrează în schema cu baza comună și se cuplează la primul prin intermediul condensatorului C_7. În colectorul tranzistorului T_2 este conectat circuitul primar al filtrului de bandă L_2, C_2, C_{V2}, și L_3, C_3, C_{V3}. Uneori, pentru a reduce pericolul față de oscilațiile parazite, cît și pentru a reduce influența dispersiei parametrilor tranzistoarelor, bobina L_2 este cuplată la colector prin intermediul unei prize. Filtrul de bandă utilizat are un factor de calitate ridicat, permițînd o bună atenuare a semnalului de frecvență imagine și a celui de frecvență intermediară.

Pentru obținerea unui cuplaj cît mai constant în gamă, de obicei se realizează printr-un condensator (v. condensatorul C_9) o cuplare suplimentară între bobinele L_2 și L_3.

Tranzistorul din etajul de amestec are punctul de funcționare astfel ales, încît lucrează în porțiunea liniară a caracteristicii, în acest fel fiind eliminat pericolul modulației încrucișate.

Pentru a înlătura reacția în frecvență intermediară, în circuitul de intrare al etajului schimbător de frecvență este folosit un circuit de rejecție pentru FI, format din bobina L_6 și condensatorul C_{11}. În circuitul de colector al acestui etaj este introdusă o rezistență R_{10} care servește pentru a reduce influența modificării capacității dinamice de ieșire asupra circuitului acordat al filtrului de frecvență intermediară.

Etajul oscilator a fost dimensionat pornindu-se de la condiția obținerii unui semnal cu armonici cît mai puține. Bobina de șoc L_s servește pentru corecția fazei între curentul de colector și cel de emitor. Condensatorul de reacție C_{10} are și rolul de a atenua armonicile ce apar din cauza caracteristicii neliniare a diodei emitor-bază, motiv pentru care capaci-

tatea sa este relativ mare față de valorile întîlnite în schemele uzuale.

Colectorul este legat la o priză a circuitului acordat (L_4, C_4, C_{V4}), prin aceasta urmărindu-se reducerea influenței dispersiei parametrilor tranzistorului oscilator asupra performanțelor montajului.

Cu ajutorul diodei varicap D_1 se realizează corecția automată de frecvență. Tensiunea de polarizare necesară este bine filtrată pentru a nu permite apariția în radioreceptor a brumului de rețea prin modulația de frecvență parazită ce s-ar introduce pe această cale.

CAPITOLUL II

CANALUL RF—MA AL UNUI RADIORECEPTOR

Canalul de radiofrecvență cu modulație de amplitudine al gamelor de unde lungi, medii și scurte, care cuprinde circuitele de intrare, amplificatorul de radiofrecvență, schimbătorul de frecvență și oscilatorul local al radioreceptorului, prezintă puține noutăți în ceea ce privește circuitele sale.

În această direcție tehnica modernă și-a îndreptat mai mult atenția asupra utilizării de noi materiale magnetice pentru frecvențe înalte, de piese electrice de cît mai bună calitate, de tuburi electronice moderne cu factor de zgomot redus și de tranzistoare cu frecvențe de lucru ridicate și cu factor de amplificare mare. Utilizarea acestora în construcțiile de radioreceptoare, cît și folosirea diverselor artificii la schemele electrice, au permis constructorilor obținerea de radioreceptoare cu zgomote reduse la intrare, cu selectivități și amplificări care satisfac cerințele cele mai exigente.

O noutate care totuși reține atenția este extinderea utilizării diodei varicap și pentru acordul în gama de MA. Într-adevăr, o firmă japoneză a produs recent o diodă cu siliciu care-și schimbă capacitatea într-un raport 1/23 la o variație între 1 și 10 V a tensiunii aplicate. Capacitatea pentru tensiunea de 1 V fiind de 250 pF, rezultă de aici că există posibili-

tatea ca prin folosirea acestei diode să se poată realiza acordul circuitelor în gama de UM (525—1605 kHz).

Realizatorii acestei diode au construit deja un radioreceptor pentru gama de UM cu acord electronic prin clape. Fiecare apăsare de clapă mărește tensiunea diodei cu o cantitate corespunzătoare, astfel că se poate parcurge întreg domeniul de UM. Dacă în punctul pe care se apasă clapa este un post recepționabil, atunci un dispozitiv de comandă menține acordul pînă la o nouă apăsare pe clapă, cînd acesta este deconectat și acordul se poate deplasa la postul vecin, similar cu situația acordului la blocul de UUS al radioreceptoarelor cu MF.

În ceea ce privește orientările în construcția etajelor din canalul RF-MA tendința actuală este de a realiza performanțele electrice impuse acestora prin utilizarea unor circuite de intrare cu cîștig mare și convertoare cu zgomot redus, căutîndu-se să se renunțe la etajele amplificatoare de radiofrecvență care sînt costisitoare și aduc complicații montajului. Bineînțeles că pentru a se ajunge la performanțele cerute aparatelor de clasă superioară se recurge tot la folosirea etajelor de RF.

1. CIRCUITE DE INTRARE

Referindu-ne la circuitele de intrare, în prezent se disting două tipuri utilizate : circuite cu antenă exterioară și circuite cu efect de antenă proprie (care-și procură singure semnalul).

Primul tip de circuite și-a pierdut în ultima vreme supremația de utilizare, unul din motive fiind acela că prezența antenei filare dă un caracter static posibilităților de recepție a emisiunilor dorite. Din această cauză un astfel de circuit de intrare este necorespunzător pentru radioreceptoarele portabile.

Al doilea tip de circuite se referă la cele cu antenă cu bară de ferită, utilizate foarte mult în prezent în majoritatea radioreceptoarelor. Antena este formată dintr-o bară de ferită pe care sînt înfășurate bobinele circuitelor de intrare ale radioreceptorului (fig. II.1).

Circuitele de intrare cu antenă cu ferită au un important efect directiv, adică dispun de capacitatea de a recepționa nu-

mai undele electromagnetice care sosesc de pe anumite direcţii. Această proprietate a antenei cu ferită permite eliminarea semnalelor perturbatoare şi a paraziţilor a căror direcţie de incidenţă nu coincide cu direcţia de propagare a semnalului util recepţionat.

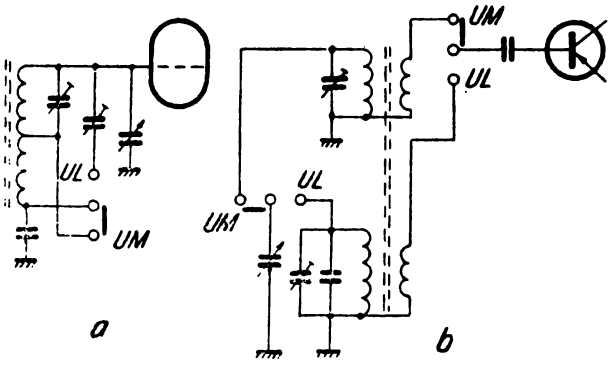


Fig. II.1. Schema de conectare a antenei cu ferită: *a* — montaj cu tub electronic; *b* — montaj cu tranzistor.

În plus, antena cu ferită, datorită faptului că recepţionează, în general, numai componenta magnetică a cîmpului electromagnetic, permite o îmbunătăţire a calităţii recepţiei, majoritatea surselor de paraziţi fiind producătoare de cîmpuri electrice, care practic nu sînt captate de circuitele de intrare ale radioreceptorului.

De asemenea, utilizarea antenei cu ferită oferă, din punct de vedere constructiv, posibilitatea realizării de radioreceptoare de dimensiuni mici, lucru foarte important pentru aparatele de radio de buzunar şi portabile.

Sînt însă şi unele dezavantaje legate de folosirea antenei cu ferită ca, de exemplu, nestabilitatea la temperatură, pierderile, dependenţa proprietăţilor magnetice de forma miezului, inducţie magnetică neuniformă în lungul miezului etc.

Din practica utilizării antenei cu ferită la radioreceptoarele cu tranzistoare s-a constatat apariţia unui fenomen nedorit ce se manifestă în cazul folosirii acesteia în circuitul de intrare al unui etaj schimbător de frecvenţă. Fenomenul se referă la faptul că, în afară de emisiunea postului pe care

este realizat acordul se recepţionează simultan şi semnale a căror frecvenţe sînt mult mai ridicate decît frecvenţa de acord a radioreceptorului. În acest fel, de exemplu, s-a stabilit că se poate recepţiona, în unele situaţii, în gama de UM a unui radioreceptor cu tranzistoare emisiuni nedorite din gama de

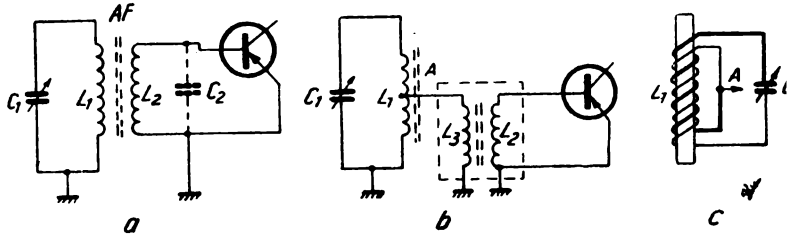


Fig. II.2. Circuit pentru cuplarea antenei cu ferită la etajul de intrare al unui radioreceptor cu tranzistoare;
a — cuplaj direct; *b* — cuplaj prin intermediul unei înfăşurări intermediare; *c* — realizarea practică a circuitului acordat de pe antena cu ferită.

US. Cauza acestui fenomen este apariţia unor produse de amestec ce-şi manifestă prezenţa în special în cazul utilizării de tranzistoare cu frecvenţă limită de lucru ridicată.

În fig. II.2, *a* este prezentată schema de principiu a unui circuit de intrare cu antenă cu ferită conectat la un etaj de amestec şi la care se manifestă deficienţele semnalate. Circuitul de intrare L_1C_1 este cuplat inductiv prin bobina de cuplaj L_2, la intrarea tranzistorului de amestec. Pentru simplificare, în această schemă au fost omise circuitele de alimentare ale tranzistorului. Capacitatea de intrare a schimbătorului este reprezentată prin condensatorul C_2.

Ţinînd seamă de caracteristica de selectivitate a circuitului L_1, C_1, acesta constituie un scurtcircuit pentru semnalele a căror frecvenţă este superioară frecvenţei de acord a radioreceptorului, în această situaţie contribuţia importantă în circuit fiind dată de capacitatea C_1. În realitate, din cauza inductanţelor distribuite efectul de scurtcircuit nu este simţit şi în bobina de cuplaj L_2 pătrund semnale nedorite. Într-adevăr, bobina L_2, împreună cu aceste inductanţe distribuite şi capacitatea de intrare a tranzistorului formează un circuit rezonant care, fiind puternic atenuat de rezistenţa de intrare a tranzistorului, dispune de o bandă de frecvenţe foarte

largă. În cazul gamei de unde medii s-a constatat că frecvența de rezonanță a acestui circuit se află în domeniul undelor scurte. Cum bobina de cuplaj se găsește pe bara de ferită ea este parcursă de un cîmp magnetic concentrat de către ferită, astfel că recepția emisiunilor nedorite de US devine posibilă, aceasta datorită faptului că la rîndu-i oscilatorul local produce, pe lîngă semnalul cu frecvența fundamentală, un spectru larg de armonici. Ținînd seamă de acest fenomen este evident că folosirea unui amplificator de radiofrecvență permite înlăturarea dificultăților prezentate mai sus. Soluția s-a găsit însă fără a se recurge la o astfel de complicare a montajului și ea constă în utilizarea unei înfășurări intermediare între circuitul acordat al antenei cu ferită și bobina de cuplaj cu intrarea tranzistorului, realizîndu-se astfel atenuarea corespunzătoare a semnalelor nedorite (fig. II.2, *b*). Circuitul intermediar L_3 este astfel așezat, încît nu este cuplat magnetic cu circuitul de intrare, în aceste condiții ajungîndu-se la situația că efectul inductanțelor distribuite este mult anihilat și influența cîmpului exterior înlăturată, aceasta mai ales în condițiile în care se procedează la o ecranare a ansamblului de bobine L_2, L_3.

Bobina auxiliară L_3 este astfel realizată, încît rezistența sa de intrare să nu fie mai mare de cîteva sute de kiloohmi, iar capacitatea să nu depășească cîțiva picofarazi, în astfel de condiții acești parametri neinfluențînd esențial valorile elementelor din circuitul de intrare. Bobina auxiliară L_3 se conectează la priza A a circuitului de intrare, care are ales un raport convenabil de transformare în scopul micșorării și mai mult a influenței inductanțelor distribuite. Reducerea acestei influențe este urmărită și din punct de vedere constructiv, realizîndu-se în acest sens o bobinare bifilară a bobinei L_1. O scădere a valorii capacității parazite se poate obține bobinînd înfășurările ca în fig. II.2, *c*. Se poate observa ușor că sfîrșitul jumătății de jos a bobinei se află sub sfîrșitul jumătății superioare a aceleiași bobine L_1. Pentru o mai bună înțelegere a modului în care este realizată bobinarea, spirele jumătății superioare au fost desenate cu linie groasă (fig. II.2, *c*).

Măsurătorile au arătat că la un astfel de montaj amplitudinile semnalelor nedorite din gama de US au la intrarea tranzistorului valori de 10 ori mai mici decît în schemele utilizate curent.

2. AMPLIFICATOARE DE RADIOFRECVENȚĂ

Amplificatoarele de radiofrecvență, puse la punct în ultimele decenii, se păstrează aproximativ în aceeași formă și în tehnica actuală, aceasta justificată poate și de faptul că la radioreceptoarele superheterodină astfel de etaje nu sînt în general prea des utilizate. Într-adevăr, tuburile și tranzistoarele moderne permit realizarea în etajele schimbătoare de frecvență și în cele de frecvență intermediară a unor amplificări și selectivități la valorile corespunzătoare cerute în tehnica radiorecepției.

Se recurge la utilizarea etajelor de radiofrecvență la aparatele de clasă superioară și la radioreceptoarele cu tranzistoare de pe autovehicule, la acestea din urmă în scopul reducerii influenței asupra recepției a cîmpului perturbator produs de circuitul de aprindere a motorului.

Prezența unor astfel de etaje aduce o serie de îmbunătățiri radioreceptorului, ca: mărirea raportului semnal/zgomot, creșterea sensibilității, mărirea stabilității de frecvență a oscilatorului local prin reducerea influenței circuitelor de intrare (în special în gama de US), reducerea radiațiilor parazite ale oscilatorului local prin circuitele de intrare, mărirea selectivității, creșterea atenuării semnalelor de frecvență egală cu frecvența imagine și a celor de frecvență intermediară, îmbunătățirea caracteristicii de reglare automată a amplificării (RAA) prin posibilitatea aplicării tensiunii de RAA și pe acest etaj.

Utilizarea etajului amplificator de radiofrecvență este însă legată și de unele dezavantaje: complicarea montajului, a reglării și a depanării, variația amplificării și selectivității în banda considerată, dificultăți în neutrodinarea etajelor (în special în cazul celor cu tranzistoare), creșterea prețului de cost al radioreceptorului.

În actuala tehnică a construcției de radioreceptoare se utilizează două tipuri de amplificatoare de radiofrecvență:

amplificatoare aperiodice (cu sarcină dezacordată) și amplificatoare cu sarcina acordată.

Primul tip este folosit mai ales în gamele de UM și UL și destul de rar în gama de US, în general atunci cînd acoperirea benzii, adică raportul dintre frecvența maximă și minimă, este mare.

În fig. II.3 este prezentată schema de principiu a unui amplificator de radiofrecvență cu tubul EF 89, utilizat și ca amplificator de frecvență intermediară MF, așa cum de altfel se obișnuiește să se realizeze curent în fabricația radioreceptoarelor moderne. După cum se observă pe schemă, în gamele de US_1 și US_2 circuitul de intrare este cuplat capacitiv cu antena exterioară prin condensatoarele C_1 (pentru US_1) și C_2 (pentru US_2). În gama de US_3 se folosește un cuplaj inductiv cu antena (L_3').

În gamele de UM și UL circuitul de intrare este cuplat la antena exterioară printr-o capacitate derivație C_{12}. În cazul acestor lungimi de undă bobinele circuitului de intrare sînt numai cele de pe antena de ferită.

Cînd se dorește să se lucreze numai cu antenă de ferită, prin apăsarea pe clapa comutatorului, corespunzătoare lucrului pe antena de ferită, se conectează contactele $n_{1,2}$ și prin aceasta se deconectează antena exterioară de la circuitul de intrare. Dacă nu este apăsată această clapă se închid contactele $n_{2,3}$ și la circuitul de intrare este conectată și antena exterioară.

Tubul EF89 lucrează în mod diferit în corespondență directă cu funcția pe care o îndeplinește : la recepția semnalelor cu MA funcționează ca amplificator de radiofrecvență aperiodic, în timp ce la recepția semnalelor cu MF funcționează ca amplificator de frecvență intermediară. Din această cauză acest etaj comportă cîteva trăsături specifice. Se observă că filtrul de bandă (L_8, L_9) conectat în circuitul anodic și acordat pe frecvența intermediară MF servește pentru recepția semnalelor cu modulație de frecvență. În circuitul primar al filtrului se află rezistența R_5. La funcționarea în gama de UUS contactele $a_{7,8}$ sînt închise, astfel că în circuitul oscilant primar nu se manifestă influența rezistenței R_5 și deci acest filtru funcționează cu un factor de calitate corespunzător. Realizarea legăturii $a_{1,2}$ asigură funcționarea normală și a circuitului secundar L_9, C_{19} și C_{22}.

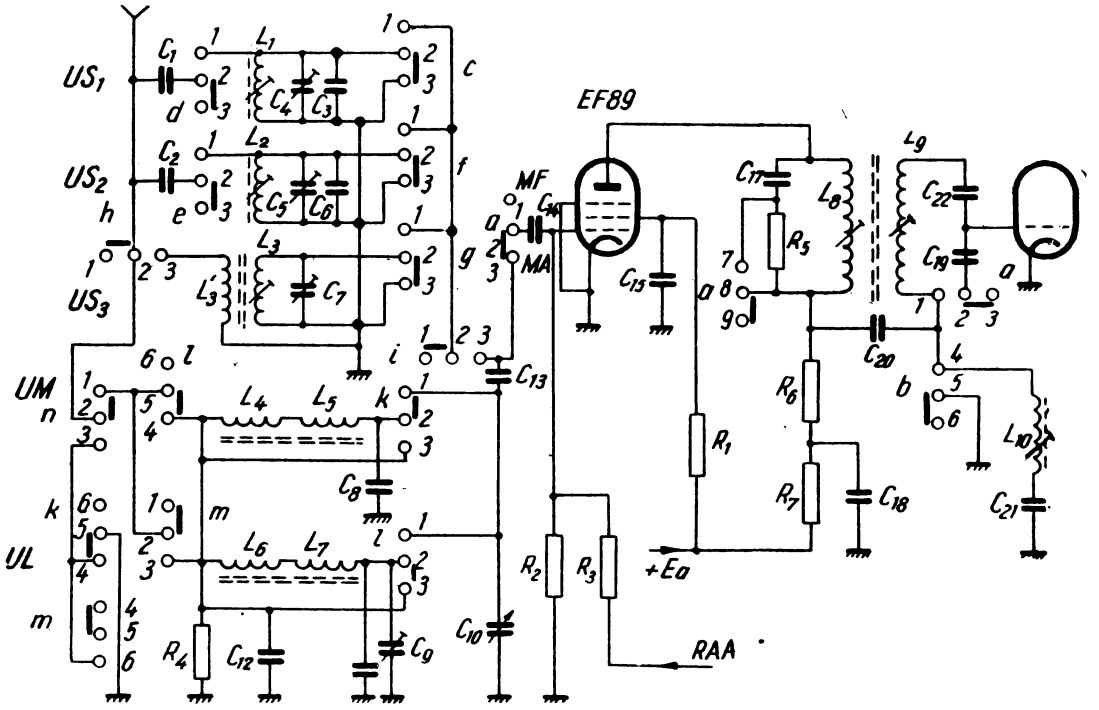


Fig. II.3. Amplificator de RF cu tub electronic utilizat şi ca amplificator de FI—MF.

Cînd se trece la recepția semnalelor cu MA se întrerup contactele $a_{7,8}$ și prin aceasta se introduce în circuitul primar al filtrului de bandă rezistența R_5 a cărei valoarea scăzută amortizează acest circuit, astfel că, practic, impedanța sa la frecvența intermediară MF este neglijabilă. Din această cauză filtrul de bandă MF se prezintă ca un scurtcircuit la recepția semnalelor cu MA. În același timp, în circuitul secundar L_8, C_{19}, C_{22}, contactele $a_{1,2}$ se deschid și tubul are o sarcină nerezonantă reprezentată prin rezistența R_6, la bornele căreia se obține tensiunea de înaltă frecvență amplificată, corespunzătoare gamei de undă în care are loc recepția. Cuplajul cu tubul următor (schimbătorul de frecvență) se face prin capacitatea C_{23}. Bobina L_9 și condensatorul C_{22}, de capacitate mare, prezentîndu-se la frecvențele din gamele de MA practic ca un scurtcircuit, permit ca amplificatorul RF considerat să funcționeze pentru MA în schemă cu cuplaj *RC*.

Filtrul pentru atenuarea frecvenței intermediare (L_{10}, C_{21}) nu este conectat la intrarea radioreceptorului, ci în circuitul anodic al amplificatorului de RF, această soluție permițînd să se evite nestabilitățile datorite introducerii tensiunii de frecvență intermediară în antena de ferită.

Tubul EF89, fiind cu pantă variabilă, permite introducerea reglajului automat al amplificării (prin rezistența R_3), în acest fel obținîndu-se o îmbunătățire substanțială a caracteristicii de RAA a radioreceptorului.

În ceea ce privește etajele RF cu tranzistoare, nu există deosebiri fundamentale față de cele cu tuburi electronice, preocuparea pentru aceste amplificatoare fiind orientată spre utilizarea de tranzistoare cu performanțe ridicate (pentru obținerea amplificării dorite) și cu capacități interne de reacție foarte mici, spre a fi înlăturată pe această cale problema dificilă a neutrodinării, complicată și prin prezența unei game mari de frecvențe ce urmează a fi amplificate.

Se folosesc, de obicei, tranzistoare cu $f\alpha$ mai mare de 3—4 ori decît frecvența maximă a benzii de recepționat, spre a se putea astfel obține o amplificare ridicată (20—30 dB în gama de UL, 15—20 dB în gama de UM, 6—12 dB în gama de US.) În radioreceptoarele moderne se utilizează tranzistoare drift care, pe lîngă faptul că asigură o amplificare mai mare, permit realizarea de amplificatoare stabile în schemă cu emitorul comun fără a fi necesară neutrodinarea, soluția

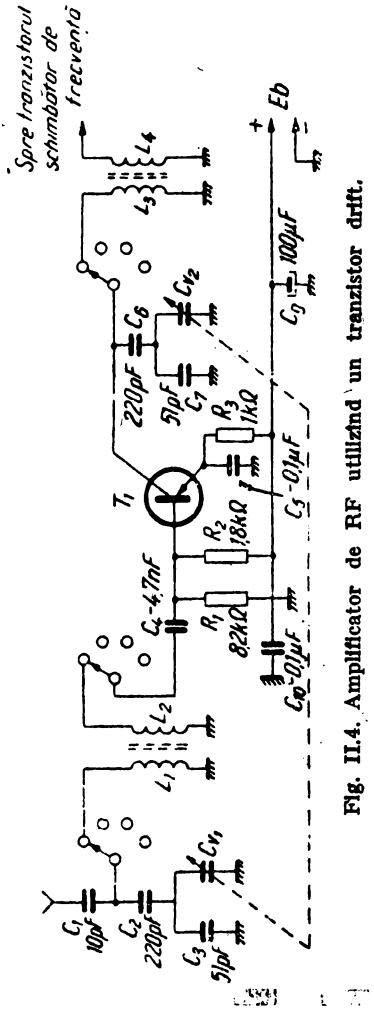


Fig. II.4. Amplificator de RF utilizînd un tranzistor drift.

fiind posibilă datorită faptului că astfel de tranzistoare au capacitate internă de reacție redusă.

În fig. II.4 este prezentată schema de principiu a unui amplificator de RF utilizînd un tranzistor drift în montaj cu emitorul la masă, sarcina etajului fiind constituită dintr-un circuit acordat.

Un astfel de etaj este de obicei, utilizat în cazul unui radioreceptor cu mai multe subgame de US, fiecare avînd o acoperire mică. În acest fel se poate realiza, în condițiile unei bune stabilități, o amplificare și o selectivitate practic constante pe fiecare subgamă.

Semnalul de radiofrecvență ajunge de la antenă în circuitul de intrare prin condensatorul C_1, iar de aici se aplică pe baza tranzistorului amplificator de radiofrecvență prin bobina de cuplaj L_2 și condensatorul C_4, care blochează tensiunea continuă de polarizare a bazei și nu permite scurtcircuitarea ei la masă prin bobină.

Sarcina din colectorul tranzistorului este constituită dintr-un circuit derivație (L_3, C_6, C_7, C_{V2}) acordat pe frecvența semnalului

prin intermediul condensatorului variabil, montat cu capătul rece direct la masă. Soluția este posibilă datorită conectării la masă a polului negativ al sursei de alimentare. Colectorul tranzistorului amortizează puternic circuitul de sarcină și-i reduce impedanța, prin aceasta asigurîndu-se o mai bună stabilitate a montajului și diminuîndu-se și mai mult pericolul apariției reactanței între intrare și ieșire. Într-adevăr, impedanța internă de reacție fiind foarte mare și impedanța de sarcină foarte mică în comparație cu aceasta, schimbul de energie între intrare și ieșire este în afara valorii critice.

Prezența condensatoarelor în serie și în paralel cu condensatorul variabil, atît în circuitul acordat de la intrare, cît și în cel de la ieșire, este justificată prin necesitatea obținerii subgamelor dorite cu acoperirea necesară.

Cuplarea amplificatorului RF la etajul convertor se face prin intermediul înfășurării secundare L_4.

Montajul de amplificator RF cu sarcină acordată prezintă avantaj față de cel cu sarcină nerezonantă prin aceea că selectivitatea și atenuarea semnalului de frecvență imagine, respectiv de frecvență intermediară, au valori superioare. Pentru gamele de UL și UM se folosește mai puțin amplificatorul de RF cu circuit acordat, în acest caz obținîndu-se o selectivitate prea mare, care este în detrimentul fidelității globale a radioreceptorului.

Particularități în montaj la etajele RF cu tranzistoare se întîlnesc la amplificatoarele folosite în radioreceptoarele pentru automobil, la care circuitele de intrare sînt astfel construite, încît se pretează la adaptarea unei antene telescopice, aceasta spre a face posibilă recepția emisiunii dorite în condiții normale. Într-adevăr, în interiorul vehiculului, cîmpul util fiind foarte redus, antena cu ferită devine ineficace. În plus, cîmpul perturbator dat de circuitul de aprindere a motorului este mare și din această cauză recepția prin antena interioară este deranjată.

3. SCHIMBĂTOARE DE FRECVENȚĂ ȘI OSCILATOARE LOCALE

Majoritatea radioreceptoarelor cu tuburi electronice folosesc conversiunea multiplicativă a semnalului, soluția fiind aici ușor oferită de existența tuburilor multigrile (hexode,

heptode etc.), care permit aplicarea semnalelor de intrare şi de oscilator pe grile de comandă diferite.

Utilizarea unor astfel de montaje prezintă unele avantaje în sensul că permit, în mare măsură, înlăturarea pericolului apariţiei fluierăturilor şi intermodulaţiei, reducerea radiaţiei parazite a oscilatorului local. În plus, la aceste montaje, prin aplicarea în etajul schimbător a reglajului automat al amplificării, nu apare fenomenul nedorit al alunecării de frecvenţă, aşa cum s-ar întîmpla dacă ar fi utilizat sistemul cu schimbare de frecvenţă aditivă. Totuşi, folosirea schimbării de frecvenţe aditive ar permite, în afară de reducerea cheltuielilor de fabricaţie, obţinerea unui nivel de zgomot redus şi o amplificare mai mare, prin creşterea valorii pantei de conversiune. Soluţia pare ca posibilă pentru viitor, cercetări recente arătînd că, în anumite condiţii, schimbătoarele cu o singură grilă, folosite în benzile de UL, UM, US, pot oferi performanţe apropiate de tuburile multigrile, iar în ceea ce priveşte pericolul apariţiei intermodulaţiei şi al fluierăturilor, acesta nu este mai mare ca cel întîlnit în montajele curente.

În afară de aceasta, datorită nivelului mai mic al zgomotului în schimbătorul de frecvenţă cu o singură grilă, valoarea semnalului care trebuie aplicat la intrarea acestuia, pentru asigurarea unui anumit raport semnal/zgomot, poate fi de cîteva ori mai mică decît la schimbătorul cu două grile, micşorîndu-se astfel pericolul distorsiunilor neliniare. Problema cuplajului dintre circuitele de RF şi oscilator, cît şi cea a radiaţiei parazite a oscilatorului, ce apar mai pregnant la schimbătoarele cu o grilă, pot fi rezolvate printr-o realizare cît mai corectă a construcţiei montajului.

În ceea ce priveşte schema electrică a oscilatorului local, se păstrează linia clasică, oscilatorul fiind realizat, fie în cadrul unui tub multigrilă, fie cu triodă separată. Cel mai utilizat tub pentru realizarea unui etaj schimbător-oscilator în majoritatea radioreceptoarelor este tubul ECH81.

Deoarece tranzistoarele uzuale nu oferă posibilitatea unei duble comenzi, la radioreceptoarele cu tranzistoare conversiunea de frecvenţă este întotdeauna aditivă şi este realizată în două variante.

Prima variantă, şi cea mai răspîndită, este aceea la care tranzistorul schimbător de frecvenţă este în acelaşi timp şi oscilator, montajul realizat fiind cunoscut sub numele de

convertor-autooscilant. În cea de-a doua variantă oscilația locală este produsă cu un tranzistor separat, montajul prezentînd avantajul reducerii la minimum a interacțiunii dintre circuitele de semnal și cele de oscilator.

Practic, totuși, în scopul realizării unui radioreceptor cît mai ieftin, se preferă, în majoritatea cazurilor, montajul de tipul convertor autooscilant, la care se are grijă, să se folosească un tranzistor cu o capacitate de reacție internă mică, deoarece etajul, funcționînd pe o gamă largă de frecvențe ale semnalului, nu permite realizarea unei neutrodinări eficiente. Dacă la frecvențele mai scăzute (în gamele de UM și UL) soluția dată este satisfăcătoare, în gama de US se procedează totuși la neutrodinarea montajului, în acest ultim caz admitanța internă emitor-bază fiind de valoare coborîtă. Fără neutrodinare se produce o influență importantă între circuitul de semnal și cel al oscilatorului local, din care cauză etajul funcționează instabil.

În ceea ce privește circuitul acordat al oscilatorului, acesta poate fi montat, fie în emitor, fie în colector, montajele mai frecvente fiind întîlnite în cea de-a doua variantă.

În fig. II.5, *a* este prezentată schema unui etaj convertor-autooscilant. Se observă că, din punctul de vedere al semnalului de radiofrecvență de recepționat și al semnalului de frecvență intermediară, montajul lucrează cu emitorul comun, iar pentru funcția de oscilator tranzistorul este în montaj cu baza comună.

Circuitul acordat al oscilatorului (L_5, C_8, C_9 și C_{10}) este conectat în circuitul de colector, în serie cu cel de frecvență intermediară (L_6, C_6), frecvențele de lucru diferite făcînd ca cele două circuite să nu se influențeze reciproc.

Considerînd funcționarea montajului în gama de US, în acest caz admitanța internă a tranzistorului între emitor și bază este destul de mică și deci la intrare se va transfera o tensiune importantă de frecvență egală cu cea a oscilatorului, efectul fiind scăderea amplificării de conversie. Pentru înlăturarea acestui fenomen nedorit se procedează la neutrodinarea montajului. Neutrodinarea admitanței interne emitor-bază este realizată prin circuitul compus din L_3, L_4, R_2, C_4. În fig. II.5, *b* este dată schema echivalentă în punte a circuitului de neutrodinare. Se observă că, în condițiile în care puntea se află la echilibru, tensiunea adusă la intrare

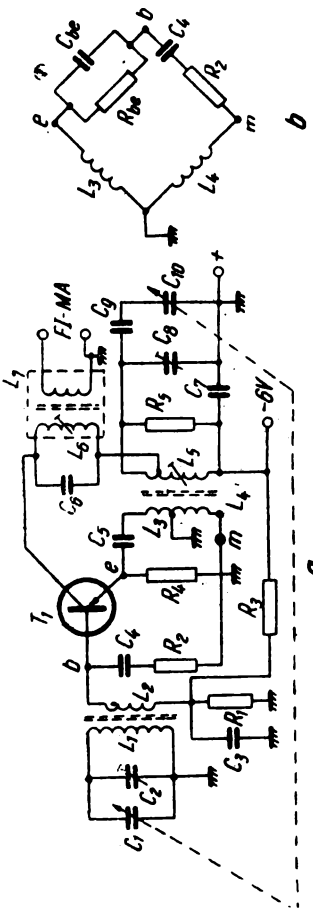


Fig. II.5. Schimbător de frecvență autooscilant:
a — schema de principiu; b — schema echivalentă în punte a circuitului de neutrodinare.

prin admitanța internă emitor-bază este compensată de o tensiune egală și defazată cu 180° aplicată pe baza tranzistorului prin impedanța formată de R_2, C_4. În acest mod se rezolvă problema variației valorii pantei de conversie, se înlătură pericolul de tîrîre a frecvenței oscilatorului local de către semnalul de intrare și se reduce radiația parazită a oscilatorului prin circuitul de intrare.

O problemă care apare la intrarea etajelor schimbătoare cu tranzistoare, și care nu se pune în cazul montajelor similare cu tuburi electronice, este aceea a supraexcitației, rezolvată în montajele pretențioase prin utilizarea a două tranzistoare schimbătoare de frecvență. O astfel de schemă permite recepția, în cele mai bune condiții, a oricărei emisiuni, pornind de la cea mai mică tensiune de antenă ce poate fi captată, pînă la cea mai mare tensiune ce poate apărea practic în circuitul de intrare al unui radioreceptor.

Principiul de bază al acestei scheme constă în aceea că etajul schimbător autooscilant este realizat

cu două tranzistoare, ale căror circuite de intrare sînt legate în paralel, din punctul de vedere al înaltei frecvenţe, unul dintre ele servind pentru a recepţiona, în bune condiţii semnalele puternice, cel de-al doilea servind pentru

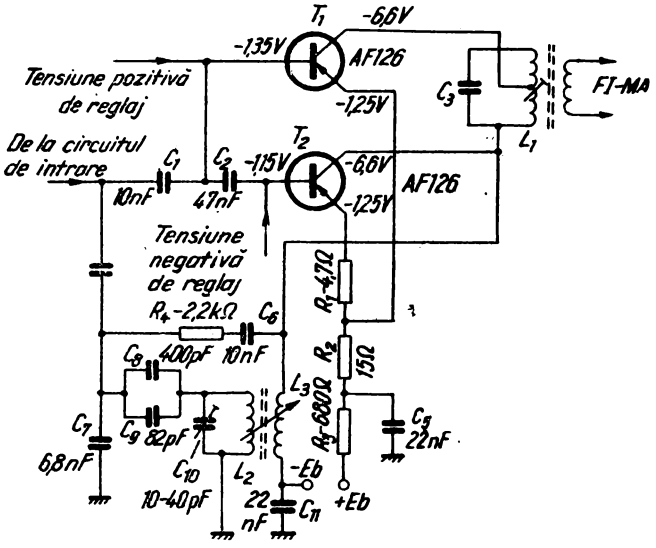


Fig. II.6. Schema de principiu a unui schimbător autooscilant stabil la supraexcitaţii (montaj cu două tranzistoare), utilizat într-un radioreceptor MA pentru automobil.

recepţia semnalelor slabe la un raport semnal/zgomot corespunzător. În mijlocul domeniului, adică la semnale de valoare medie, lucrează ambele tranzistoare.

În fig. II.6 este prezentată schema de principiu a unui astfel de schimbător autooscilant (utilizat la un radioreceptor MA pentru automobil), şi la care ambele tranzistoare T_1 şi T_2 au circuitele de intrare conectate în paralel, din punctul de vedere al înaltei frecvenţe. La semnale mici de intrare lucrează numai tranzistorul T_1, T_2 fiind blocat. Tensiunea de polarizare a bazei lui T_1 este — 1,35 V, iar cea de emitor este de circa — 1,25 V, fiind obţinută prin rezistenţele R_2 şi R_3. Aceeaşi tensiune de polarizare pentru emitor o primeşte

și tranzistorul T_2 prin rezistența R_1, dar tensiunea de polarizare a bazei fiind de — 1,15 V, acest tranzistor este blocat și nu poate deci funcționa ca mixer autooscilant.

Dacă valoarea semnalului de intrare crește la cîțiva milivolți, tensiunea de polarizare a bazei lui T_1 (tensiunea de reglaj [1]) devine mai pozitivă, cea a lui T_2 mai negativă față de tensiunea de emitor și are astfel loc un proces invers, adică se deschide T_2 și este blocat T_1.

În perioada de tranziție, între închiderea unui tranzistor și deschiderea celuilalt (corespunzătoare unui semnal de valoare medie, aplicat în circuitul de intrare) lucrează concomitent ambele tranzistoare.

În corespondență directă cu creșterea tensiunii de intrare crește curentul prin T_2 și scade curentul prin T_1, curentul ce trece prin rezistențele comune de emitor rămînînd de valoare constantă. Din această cauză, deși circuitul de oscilator este legat în paralel pe ambele tranzistoare, în timpul comutării funcționării de pe un tranzistor pe celălalt nu are loc nici un fel de schimbare, nici în ceea ce privește frecvența și nici în ceea ce privește amplitudinea oscilației. Are loc numai o modificare a amplificării de conversie a tranzistorului T_1 la creșterea semnalului de intrare, aceasta pentru că circuitul de FI este traversat de curentul lui T_1 care scade în acest caz.

Prin această legare în paralel a joncțiunilor bază-emitor a celor două tranzistoare T_1 și T_2 (din punctul de vedere al înaltei frecvențe) la impedanța de intrare a întregului etaj de amestec se produc unele modificări, fără a fi însă esențiale, astfel că lățimea benzii de trecere a circuitului de intrare rămîne practic constantă.

Partea de oscilator este de tipul cu reacție, circuitul acordat $L_2 - C_{10}$ fiind legat capacitiv în circuitul de bază, iar bobina de reacție L_3 fiind conectată în circuitul de colector. Tensiunea de oscilator este menținută aproape la o valoare constantă prin intermediul cuplării inverse realizată prin rezistența R_4 și condensatorul C_6.

Atîta timp cît lucrează tranzistorul T_1, semnalul de frecvență intermediară este cules prin circuitul de FI format

[1]) Tensiunea de reglaj este extrasă din etajul detector și valoarea sa este în corespondență directă cu valoarea semnalului aplicat în circuitul de intrare al radioreceptorului (v. fig. II.7).

din L_1, C_3. Dacă tranzistorul T_1 este închis și lucrează tranzistorul T_2, semnalul de FI este separat tot prin același circuit, de această dată sarcina schimbătorului fiind conectată în emitorul tranzistorului T_2, în paralel cu rezistența R_2,

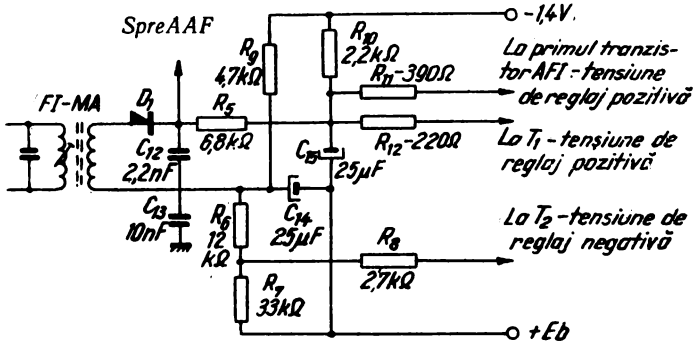


Fig. II.7. Modul de obținere a tensiunilor de reglaj (pozitivă și negativă) necesare comandării etajului schimbător-autooscilant, în funcție de semnalul aplicat la intrare.

joncțiunea emitor-colector a tranzistorului T_1 prezentînd un scurtcircuit.

Cu ajutorul montajului prezentat se pot recepționa fără distorsiuni emisiuni a căror semnale la intrarea în radioreceptor ajung pînă la 1,5 V. Pentru funcționarea schemei de mai sus în condițiile preconizate este necesară, așa după cum s-a amintit, o tensiune de reglaj pozitivă pentru tranzistorul T_1 și una negativă pentru tranzistorul T_2. Aceste tensiuni de reglaj se obțin din etajul detector al radioreceptorului (fig. II.7). Tensiunea de reglaj apare după dioda D_1, folosită totodată și ca detector MA. Semnalul de audiofrecvență este cules de pe rezistența R_5 și trimis în etajele de AF. Modul în care se face extragerea celor două tensiuni de reglaj rezultă din schema prezentată în fig. II.7. Se observă aici că, în funcție de necesitățile de montaj, este realizată o polarizare inițială a bazelor ambelor tranzistoare T_1 și T_2.

Analizînd schema, în primă instanță, pare surprinzătoare folosirea a două tranzistoare, întrucît se constată că radio-

receptorul poate să lucreze chiar dacă se scoate unul dintre ele, dar în cazul utilizării unui singur tranzistor nu se va mai putea recepționa semnale de la cîțiva microvolți la circa 1,5 V, fără introducerea de distorsiuni importante.

CAPITOLUL III

AMPLIFICATOARE DE FRECVENȚĂ INTERMEDIARĂ ȘI DETECTOARE

1. AMPLIFICATOARE DE FRECVENȚĂ INTERMEDIARĂ

Performanțele de bază ale radioreceptorului superheterodină fiind condiționate de amplificatorul de frecvență intermediară, acesta a prezentat tot timpul un interes deosebit pentru constructori. Munca depusă în acest domeniu a fost încununată în ultimii ani de succese remarcabile și de aceea prezintă un interes deosebit examinarea acestor rezultate. De evidențiat aici sînt și rezultatele obținute la ora actuală în tehnica circuitelor integrate, atît în ceea ce privește etajele de frecvență intermediară cît și în privința deterctorului MF.

Deși condițiile tehnice impuse sînt aceleași, totuși între amplificatoarele FI cu tuburi electronice și cele cu tranzistoare sînt deosebiri importante, atît în montaj cît și de evoluție în tehnică, și din această cauză în cele ce urmează se va lua separat în discuție fiecare tip de montaj.

a. **Amplificatoare de FI cu tuburi electronice.** Aceste amplificatoare, de regulă, sînt realizate cu pentode de radiofrecvență, avînd ca sarcină anodică filtre de bandă. Aceste filtre, caracteristice pentru amplficatoarele FI, se execută în variante diferite, începînd cu filtrul cu două circuite acordate și terminînd cu filtre echilibrate cu patru circuite oscilante. Asemenea filtre permit să se satisfacă simultan cerințele contradictorii de înaltă selectivitate pe de o parte și lățimea necesară a benzii de trecere pe de altă parte.

Datorită creşterii numărului de emiţătoare, tendinţa de creştere a selectivităţii precumpăneşte şi de aceea multe radioreceptoare au benzi de trecere relativ înguste. Pentru satisfacerea şi a condiţiei de lăţime de bandă, soluţia optimă găsită a fost realizarea de amplificatoare cu selectivitate variabilă. În acest fel, pentru posturile locale, se poate obţine o bandă de trecere mai largă, asigurîndu-se astfel o bună fidelitate, iar pentru posturile slabe, care şi aşa sînt însoţite de zgomote şi sînt deseori acoperite de posturile vecine, se restrînge banda de trecere, mărindu-se în schimb rejecţia posturilor supărătoare.

În ultimul timp majoritatea radioreceptoarelor fabricate sînt destinate să recepţioneze, atît emisiunile cu MA cît şi cele cu MF. În mod corespunzător, în astfel de radioreceptoare moderne există etaje amplificatoare FI care amplifică, fie semnale cu MA, fie semnale cu MF. Soluţia dată pentru realizarea unor astfel de montaje, şi care permite să se folosească aceleaşi tuburi în amplificatorul FI pentru ambele canale, constă în conectarea în serie a circuitelor filtrelor de frecvenţă intermediară MA şi MF. Succesiunea conectării circuitelor de frecvenţă intermediară MA-MF nu are o importanţă de principiu. Se practică totuşi sistemul ca la electrozii tuburilor să se conecteze direct circuitele MF, prin aceasta reducîndu-se efectul capacităţilor parazite asupra acestor filtre. Funcţionarea corectă a etajului, în cazul conectării serie a celor două filtre, se bazează pe proprietatea circuitului oscilant derivaţie de a prezenta impedanţă de valoare foarte mare la rezonanţă şi de valoare foarte mică în afara rezonanţei.

În fig. III.1 este dată schema de principiu a unui etaj amplificator combinat FI-MA-MF. Cînd amplificatorul lucrează în canalul MA, filtrele de bandă pentru modulaţie de amplitudine ($L_2C_2 - L_4C_5$ şi $L_6C_8 - L_8C_{10}$) prezintă impedanţe mari şi la bornele lor se obţine amplificată tensiunea corespunzătoare, filtrele de MF prezentînd în acest caz un scurtcircuit pentru semnalele recepţionate. Lucrurile se petrec invers cînd amplificatorul lucrează în canalul MF, adică filtrelele MF ($L_1C_1 - L_3C_3$ şi $L_5C_7 - L_7C_9$) prezintă o impedanţă importantă şi cele de MA se comportă ca un scurtcircuit. Cu toate acestea, aşa după cum se vede, în circuitul de intrare al amplificatorului de FI, filtrul de bandă

pentru FI-MF este scurtcircuitat în cazul funcționării în benzile MA (contactele *a* — *b* închise). Această măsură este necesară, deoarece totuși circuitele de frecvență intermediară MF pot constitui o impedanță relativ mare pentru tensiunea frecvenței fundamentalei oscilatorului în gama de US și pen-

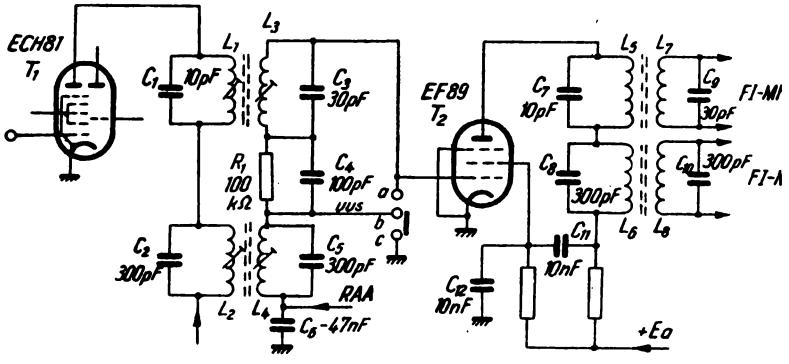


Fig. III.1. Schema de principiu a unui etaj amplificator FI-MA-MF cu tuburi electronice.

tru armonicele acestuia în gamele de UL și UM. Rezultă deci că, în lipsa acestei măsuri, apare pericolul pătrunderii tensiunii oscilatorului local în etajul amplificator, putînd să se producă din această cauză perturbarea radiorecepției în unele puncte ale benzii.

Pentru obținerea performanțelor impuse, majoritatea radioreceptoarelor destinate emisiunilor cu MA folosesc un singur etaj amplificator FI, bineînțeles avînd în vedere că și etajul convertor participă la amplificarea în frecvență intermediară și la selectivitatea globală. În cazul emisiunilor cu MF, datorită frecvenței intermediare mai ridicate și a benzii de trecere mai largi, sînt necesare două etaje amplificatoare de frecvență intermediară. În cazul radioreceptoarelor combinate MA-MF soluționarea problemei este simplă,tubul care îndeplinește funcția de schimbător de frecvență MA fiind utilizat și ca AFI pentru MF.

În amplificatorul de frecvență intermediară cu două etaje din lanțul de MF este dificil să se obțină amplificarea necesară, asigurînd în același timp și o stabilitate suficientă a montajului. După cum se știe, amplificarea maximă admi-

sibilă a unui etaj este limitată de reacţia prin capacitatea de trecere a tubului C_{ag}. Cu toate că pentodele folosite în AFI au capacitatea C_{ag} de valoare foarte mică (de exemplu pentru tubul EF89 $C_{ag} = 0{,}002$ pF), totuşi reacţia prin ea

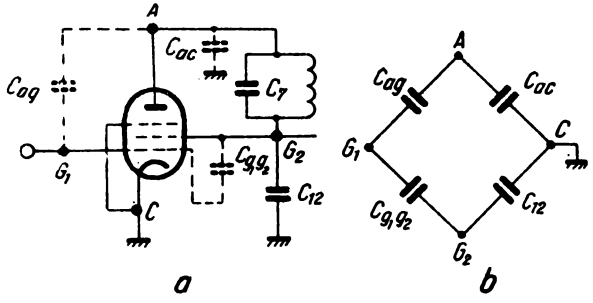


Fig. III.2. Amplificator FI:
a — schemă echivalentă pentru MF; *b* — puntea de neutrodinare a amplificatorului de FI-MF.

poate duce la deformarea caracteristicii de rezonanţă sau chiar poate să provoace funcţionarea nestabilă a amplificatorului din canalul de MF. Prin neutrodinarea capacităţii anod-grilă se poate obţine micşorarea ei pînă la 10% din valoarea iniţială, soluţia cea mai frecventă fiind neutrodinarea pe grila-ecran. Acest montaj este relativ simplu şi nu necesită prize pe circuitul acordat.

În fig. III.2 este prezentată schema echivalentă pentru MF şi puntea de neutrodinare pentru etajul amplificator de FI din fig. III.1.

Echilibrul punţii de neutrodinare are loc dacă este îndeplinită condiţia: $C_{ag} \cdot C_{12} = C_{g1g_2} \cdot C_{ac}$. În această situaţie, valoarea condensatorului de ecran C_{12} se determină din condiţia de echilibru dată mai sus; valoarea de schemă a condensatorului C_{12} se stabileşte apoi pe cale experimentală.

b. **Amplificatoare de FI cu tranzistoare.** În amplificatoarele de FI ale acestor radioreceptoare se utilizează tranzistoare cu joncţiuni aliate de înaltă frecvenţă ($f\alpha = 3$—15 MHz) sau tranzistoare drift ($f_{\beta 1} = 20$—70 MHz). Primele sînt folosite în radioreceptoarele destinate pentru recepţia

semnalelor modulate în amplitudine, celelalte, în radioreceptoarele destinate și pentru recepția semnalelor modulate în frecvență.

În cazul radioreceptoarelor cu tranzistoare, cîștigul care trebuie realizat în etajele de FI-MA neputînd fi obținut, în general, cu un singur tranzistor, de cele mai multe ori, se recurge la folosirea a două etaje, de obicei în montaj cu emitorul comun, fiind întîlnite însă și montaje cu baza comună. Cel mai frecvent mod de cuplare între etaje este realizat prin utilizarea circuitelor simple acordate prevăzute cu prize și înfășurări de adaptare, cele trei filtre derivație ale amplificatoarelor de FI permițînd realizarea unor caracteristici de selectivitate satisfăcătoare, asigurînd totodată și o amplificare destul de mare.

Circuitele cuplate, asigurînd o bună selectivitate, sînt utilizate destul de des, dar, întrucît implică o reducere a cîștigului, ele trebuie să fie asociate în montaj cu tranzistoare avînd factor de amplificare de valoare ridicată.

În ultimul timp numeroase radioreceptoare folosesc în etajele de frecvență intermediară montajul cu selectivitate concentrată. În astfel de montaje funcția de amplificator selectiv este atribuită numai primului etaj (adică schimbătorului de frecvență), care are în circuitul de colector un filtru alcătuit din 3—5 circuite derivație cuplate capacitiv între ele, cunoscut sub numele de filtru Cebîșev. Caracteristica unui asemenea filtru, realizat cu cinci circuite, este foarte apropiată de un dreptunghi. Întreaga selectivitate este realizată de acest filtru, astfel că etajul care urmează acestuia este un amplificator aperiodic, ultimul amplificator, din motive de conectare comodă a etajului detector, fiind realizat cu sarcină selectivă puternic amortizată, care practic nu contribuie la selectivitatea radioreceptorului.

În fig. III.3 este prezentată schema de principiu a unui etaj schimbător de frecvență (T_1), în al cărui circuit de colector se găsește filtrul multiplu de frecvență intermediară de tip Cebîșev L_3C_4, L_4C_6, L_5C_8 și L_6C_{10}. Un astfel de filtru cu patru circuite acordate poate asigura o selectivitate cuprinsă între 24 și 30 dB, în funcție de valoarea factorului de calitate al circuitelor acordate componente.

În practica radioreceptoarelor MA, etajele FI cu tranzistoare aliate se realizează cu valori mici ale capacităților de

acord (200—500 pF), pentru ca impedanța la rezonanță să aibă o valoare mare, iar pentru reducerea amortizării, ieșirea tranzistorului se conectează, de obicei, la circuitul acordat prin intermediul unei prize.

Întrucît la frecvențele din gamele de MA reacția internă a unor astfel de tranzistoare este de valoare importantă, se recurge la circuite de neutrodinare pentru a înlătura pericolul intrării în oscilație a etajelor de FI. În unele scheme, pentru a evita neutrodinarea, se reduce amplificarea pe etaj, renunțîndu-se la îndeplinirea condiției de adaptare în putere ce se impune la montajele cu tranzistoare. În aceste condiții montajele rămîn stabile deoarece, deși condiția de fază pentru intrarea în oscilație poate fi îndeplinită, nu este îndeplinită condiția de amplitudine. Soluția ducînd însă la reducerea considera-

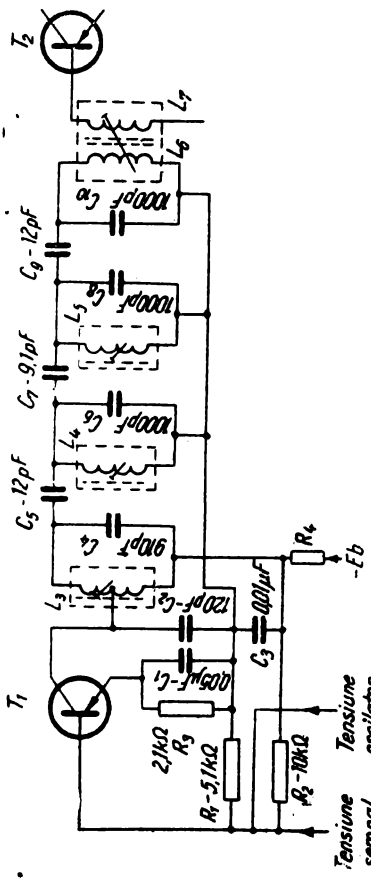


Fig. III.3. Schema de principiu a unui etaj schimbător de frecvență la care filtrul_FI este un filtru Cebîșev.

bilă a amplificării, astfel de scheme sînt folosite destu de rar.

Modificări importante, în ceea ce privește concepția etc jelor de frecvență intermediară, au survenit în urma trecer la fabricația de mare serie a tranzistoarelor drift. Aceste dispun de o rezistență de ieșire mare și de capacități, î general, mult mai mici ca cele ale tranzistoarelor aliate, î special în ceea ce privește capacitatea de reacție internă, car este de 6—10 ori mai mică. Aceasta are o deosebită importanț din punctul de vedere al stabilității de funcționare.

Trecerea la fabricarea în mare serie a radioreceptoarelc combinate MA-MF, a fost un alt motiv care a făcut să fi abandonate tranzistoarele cu joncțiuni aliate, comportare acestora din urmă fiind destul de slabă în etajele amplificc toare FI-MF, la care frecvența de lucru este de 10,7 MHz

În condițiile utilizării tranzistoarelor drift, neutrodinare în etajele AFI este necesară numai atunci cînd montaju pentru canalul MF este în schemă cu emitor comun, renun țindu-se la această compensare în cazul schemelor cu baz comună, la care capacitatea internă de reacție este de va loare foarte scăzută.

Ca și în cazul radioreceptoarelor cu tuburi, și în cazu celor cu tranzistoare, tranzistorul schimbător de frecvenț pentru MA este utilizat și ca amplificator de FI pentru MF

În ceea ce privește montajele ce se realizează în radio receptoarele combinate MA-MF, se întîlnesc amplificatoare F realizate pentru ambele canale, fie în schemă cu emi torul la masă, fie în schemă cu baza la masă. Sînt montaj la care amplificatorul FI-MA este în schemă cu emitor co mun și amplificatorul FI-MF este în schemă cu baza comună

În fig. III.4 este prezentată schema de principiu a unu amplificator FI-MA-MF utilizat într-un radioreceptor de clas superioară. Montajul lucrează pentru ambele canale în schemă cu emitorul comun, asigurînd o amplificare mare Se observă din schemă că, atît pentru MA, cît și pentru MF impedanța de sarcină este formată din circuite singulare care au cîte o bobină secundară de cuplaj cu tranzistoru următor. Pentru stabilitatea montajului amplificatoru lui FI-MF este neutrodinat, aceasta realizîndu-se prin inter mediul condensatorului C_5.

2. ETAJE DE DETECȚIE

Etajele de detecție, destinate pentru a extrage din unda modulată programul de audiofrecvență, prezintă unele înnoiri de scheme și îmbunătățiri de performanțe doar în

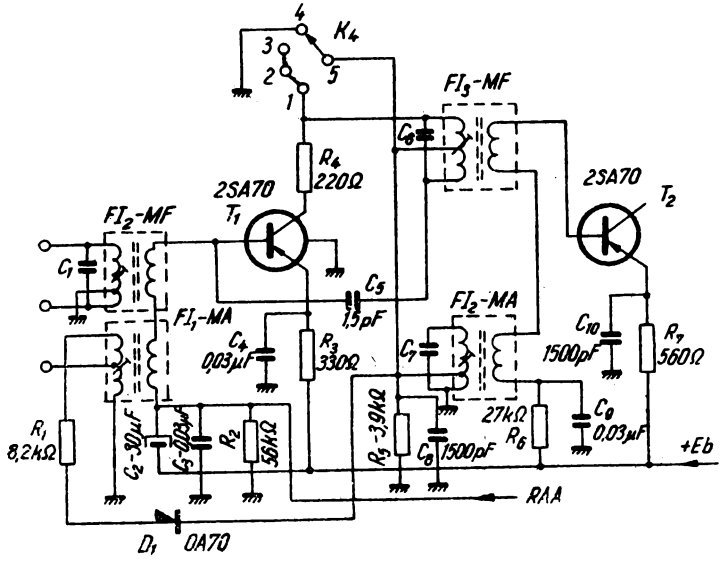


Fig. III.4. Schema de principiu a unui amplificator FI-MA-MF cu tranzistoare.

canalul pentru MF, pentru MA păstrîndu-se montajele de detectoare devenite obișnuite în tehnica radioreceptoarelor.

În ceea ce privește demodulatoarele de semnale MF, acestea au căpătat o deosebită importanță odată cu dezvoltarea radiodifuziunii în gama de unde ultrascurte. Perfecționarea acestor montaje a mers pe linia realizării de demodulatoare de frecvență de sensibilitate ridicată și cu capacitatea de a suprima modulația de amplitudine parazită a semnalului MF, toate acestea în condițiile obținerii în banda de trecere a unui semnal cu minimum de distorsiuni.

În radioreceptoarele de radiodifuziune și-au găsit cea mai largă utilizare montajele discriminatorului de fază și

ale detectorului de raport. Discriminatorul de fază, reacți nînd nu numai la variația frecvenței semnalului, ci și amplitudinea lui, este necesar să fie asociat cu un etaj mitator. Detectorul de raport realizează concomitent

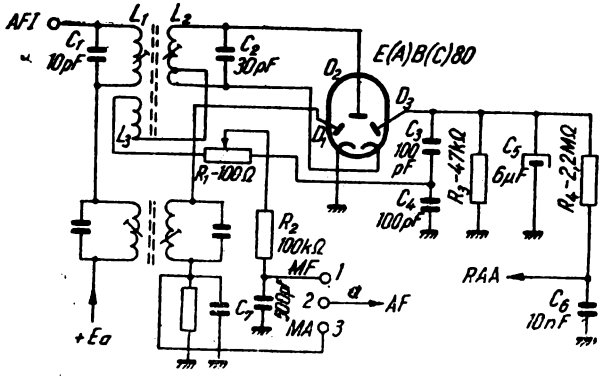


Fig. III.5. Schema de principiu a unui detector de raport pentru radioreceptoare cu tuburi electronice.

demodularea și o limitare (adică semnalul de AF de ieșire nu este practic influențat de modulația de amplitu dine a semnalului de frecvență intermediară), din care cauz în majoritatea radioreceptoarelor moderne, se preferă ace montaj.

La schemele de demodulatoare ce sînt utilizate în radi receptoare se ține seamă de faptul că, fiind în general ut lizate în radioreceptoare combinate MA-MF, trebuie să pe mită o comutare cît mai simplă a lucrului radioreceptoarelo fie în canalul MA, fie în cel de MF. Un asemenea mont este prezentat în fig. III.5 și este destinat pentru a luc într-un radioreceptor cu tuburi electronice.

În acest montaj, simultan cu comanda lucrului radior ceptorului pentru funcționarea în gama de MA, respecti în gama de MF, este realizată și conectarea etajului c audiofrecvență, fie la etajul detector MA [a_{2-3}], fie la etaj detector MF [a_{1-2}].

O schemă interesantă pentru demodularea semnalel cu MF și care utilizează un tub pentodă este prezentată î

fig. III.6. Este vorba de o schemă de demodulare a semnalelor MF, cu cuplaj prin capacitatea produsă de sarcina spațială a tubului, schemă care permite în același timp

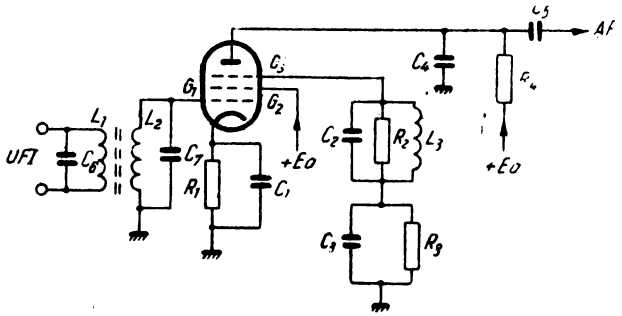


Fig. III.6. Schemă pentru demodularea semnalelor MF cu un tub electronic cu două grile de comandă.

reducerea la o valoare cît mai scăzută a modulației de amplitudine perturbatoare.

Semnalul modulat în frecvență este aplicat primei grile de comandă G_1 prin intermediul bobinelor L_1 și L_2. Grupul R_1C_1 servește pentru negativarea grilei de comandă. Grila-ecran G_2 are un potențial pozitiv aplicat după sistemul obișnuit. În circuitul grilei supresoare G_3 este conectat circuitul L_3C_2 (amortizat cu rezistența R_2). Dacă circuitul L_3C_2 este acordat pe frecvența semnalului de înaltă frecvență aplicat la intrarea tubului electronic (față de care va prezenta o impedanță mare) între grila-ecran G_2 și grila G_3 se formează o sarcină spațială care oscilează în ritmul înaltei frecvențe aplicate primei grile de comandă G_1. În aceste condiții, la bornele circuitului L_3C_2 apare o oscilație de aceeași frecvență cu cea a semnalului de la intrare. Cum această tensiune este transmisă capacitiv de sarcina spațială se produce un defazaj de 90° față de tensiunea de pe prima grilă de comandă. La rezonanță circuitul derivație L_3C_2 este echivalent cu o rezistență, ceea ce face ca tensiunea și curentul celei de a doua grile de comandă să fie în fază, așa că acest curent nu exercită nici o influență asupra curentului din circuitul anodic, atunci cînd la intrare se aplică un semnal.

Dacă însă variază frecvența semnalului aplicat prime grile de comandă, defazajul între această grilă și cea de-a dou grilă de comandă G_3 devine mai mare sau mai mic decît 90° din care cauză pe grila G_3 se introduce o tensiune ce de pinde de diferența de fază, care mărește sau limitează acțiu nea de comandă a tensiunii primei grile G_1. În felul acest curentul anodic care străbate rezistența de sarcină R_4 crește sau scade, apărînd astfel o variație de tensiune corespunză toare modulației. Anodul tubului este decuplat la masă di punctul de vedere al înaltei frecvențe prin condensatoru C_4 și deci căderea de tensiune de la bornele rezistenței d sarcină R_4 este identică cu tensiunea de modulație amplifi cată, adică cu semnalul demodulat.

O problemă importantă la acest montaj este alegere constantei de timp a grupului R_3C_3, astfel ca modulația d amplitudine ce ar apărea în gama de frecvențe a modulație utile să fie oprită de această celulă. Din această cauză con stanta de timp a grupului R_3C_3 trebuie aleasă în funcție d frecvența de modulație maximă. Dacă se consideră că modu lația maximă de AF este de 20 kHz, atunci constanta d timp a acestei celule, luînd în considerare preaccentuare obișnuită, trebuie să fie de circa 500 μs, pentru care cores pund următoarele valori optime : $R_3 = 500$ kΩ, $C_3 = 1$ nF

În schema considerată a doua grilă de comandă G_3 lu crează ca un detector cu detecție pe grilă. În această situație la un semnal mare aplicat la intrare corespunde un curen anodic mai mic, întrucît, datorită detecției, se produce la doua grilă de comandă G_3 o tensiune de negativare de va loare mare. În opoziție cu această detecție de grilă are lo și o detecție anodică, în zona curburii caracteristicii, în urm căreia, în cazul unui semnal mai mare, curentul anodic a tubului electronic crește. În această situație se pot stabi condițiile de funcționare ale tubului, astfel ca variația cu rentului catodic produsă prin detecția la curbura caracteris ticii anodice să fie deplin compensată de variația curentulu anodic produsă prin detecția de pe a doua grilă de comandă Se ajunge astfel ca modulația de amplitudine să nu produc practic nici o variație de tensiune pe rezistența de sarcin R_4.

Cu un astfel de montaj la un semnal de intrare FI-MF, c un nivel de 20 mV și cu o deviație de frecvență de ± 75 kH

și o frecvență de modulație de 1 kHz, s-a obținut pe rezistența de sarcină R_4 un semnal audio de 3,6 V, pe cînd la un semnal de intrare modulat în amplitudine cu 1 kHz, cu grad de modulație de 50% și același nivel cu semnalul MF, s-a obținut 40 mV, ceea ce arată că se poate realiza o bună atenuare a modulației de amplitudine parazită.

Demodulatoarele pentru semnalele MF din radioreceptoarele cu tranzistoare nu diferă esențial de cele utilizate în radioreceptoarele cu tuburi, cu atît mai mult cu cît în ultima vreme și la acestea din urmă se folosesc din ce în ce mai mult diodele semiconductoare. Diferențele se datoresc necesității de a adapta discriminatorul cu etajele ce îl preced și îl urmează, acestea, în radioreceptoarele cu tranzistoare, prezentînd impedanțe relativ mici. Și aici, din aceleași motive amintite, detectorul de raport rămîne cel mai utilizat montaj în radioreceptoarele moderne. În practica radioreceptoarelor sînt întîlnite atît scheme de detectoare de raport simetrice cît și asimetrice.

În fig. III.7, *a* este prezentată schema de principiu a unui detector de raport simetric, care în montaj urmează după ultimul amplificator de frecvență intermediară. Circuitul de sarcină al acestuia, montat în circuitul de colector, aparține în același timp și detectorului de raport. Înfășurarea primară este conectată prin rezistența R_5, de valoare neglijabilă, la priza mediană a înfășurării secundare a transformatorului de FI. În aceste condiții tensiunea aplicată fiecărei diode este egală cu suma dintre tensiunea primarului și jumătate din tensiunea de la bornele secundarului. Cele două circuite fiind acordate pe aceeași frecvență la rezonanță tensiunea de la bornele secundarului este defazată cu 90° față de tensiunea primarului.

Tensiunea aplicată diodelor rezultă din însumarea grafică prezentată în fig. III.7, *b*. Cînd frecvența semnalului diferă de frecvența de rezonanță a circuitelor, faza tensiunii din secundar se schimbă și în consecință diodelor li se aplică tensiuni inegale (fig. III.7, *c*, *d*), producîndu-se astfel o modulare în amplitudine a semnalului aplicat, de aici separarea semnalului audio urmînd procedeul cunoscut de la detectorul pentru semnale cu MA. Tensiunea de audiofrecvență se obține la bornele condensatorului C_7, și este

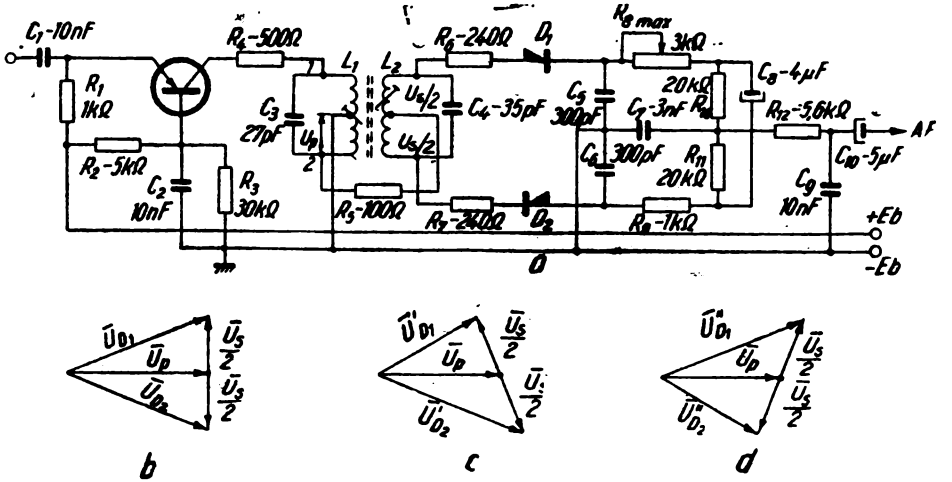


Fig. III.7. Detector de raport simetric pentru radioreceptoare cu tranzistoare: *a* — schema de principiu; *b* — diagrama tensiunii la rezonanță (f_0); *c* — diagrama tensiunilor pentru $f < f_0$; *d* — diagrama tensiunilor pentru $f > f_0$.

trecută mai departe prin circuitul de deaccentuare $R_{12} - C_9$ spre etajul de AF.

Aşa după cum se observă din schemă, cele două diode sînt montate în serie. În absenţa modulaţiei, tensiunile aplicate diodelor sînt egale şi prin ele circulă un acelaşi curent care încarcă condensatorul C_8 la o tensiune egală cu suma tensiunilor de la bornele rezistenţelor R_{10} şi R_{11}. În timpul modulaţiei, tensiunile aplicate diodelor nu mai sînt egale, însă suma lor rămîne constantă, astfel că tensiunea pe condensatorul C_8 nu se modifică.

În cazul în care apare o perturbaţie la intrarea detectorului, manifestată printr-o creştere relativ bruscă a tensiunilor aplicate, aceasta se traduce prin creşterea curentului mediu al diodelor care este absorbit de condensatorul C_8 de mare capacitate. Tensiunea de AF nu este afectată, deoarece condensatorul C_7 se încarcă cu diferenţa curenţilor diodelor, care rămîne aceeaşi. Prin creşterea curentului mediu al diodelor şi prin absorbţia surplusului de energie de către condensatorul C_8, rezistenţa de intrare a detectorului de raport scade şi ca o consecinţă se reduce impedanţa de sarcină a tranzistorului amplificator de FI şi deci şi amplificarea etajului.

Invers, cînd se produce o reducere bruscă a tensiunii aplicate, curenţii prin diode scad, condensatorul C_8 debitează în acest caz curent în circuit, rezistenţa de intrare a detectorului creşte, deoarece energia absorbită de aceasta este mai mică şi deci amortizarea circuitului scade. Impedanţa de sarcină a amplificatorului FI creşte, creşte şi amplificarea etajului şi deci se compensează scăderea tensiunii aplicate.

Din cele două situaţii prezentate se poate astfel observa modul în care detectorul de raport exercită şi funcţia de limitator de amplitudine, funcţie pe care discriminatorul de fază nu o poate îndeplini decît dacă este asociat cu un etaj limitator.

Un alt tip de demodulator de frecvenţă autolimitator este cel prezentat în fig. III.8 şi constituie o noutate în tehnica radio, fiind utilizat în special în radioreceptoarele de automobil, dat fiind proprietatea sa de a fi un foarte bun atenuator al diferitelor perturbaţii ce apar în timpul unei recepţii-radio. Pentru a lucra în condiţii optime are nevoie

însă de o impedanță de sarcină de valoare ridicată. Pre zintă dezavantajul că furnizează la ieșire o tensiune de va loare redusă, reclamînd o amplificare mare în audiofrecvență are însă avantajul că poate lucrea la o tensiune de FI d valoare scăzută.

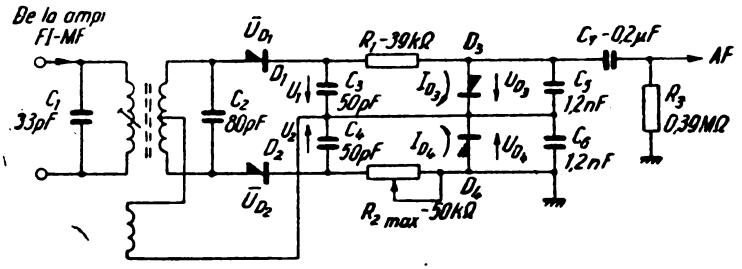


Fig. III.8. Schema de principiu a unui demodulator de frecvență auto limitator.

Partea de înaltă frecvență a acestui demodulator este simi lară cu cea a unui discriminator obișnuit. Tensiunile U_{D1} și U_D au valori diferite în funcție de valoarea frecvenței momen tane a semnalului aplicat sistemului. Prin detectare apa tensiunile în sens direct U_1 și U_2 care produc curenții I_D și I_{D4}. Pe diodele D_3 și D_4 apar tensiunile U_{D3} și U_{D4}, pen tru care avem relația: $U_{AF} = U_{D3} - U_{D4}$. Dacă caracteris ticile diodelor au în domeniul de trecere care interesează (aceeași comportare, tensiunea de ieșire de AF este indepen dentă de valorile curenților I_{D3} și I_{D4} și deci ea nu depind(de eventualele perturbații ce pătrund în detector.

8. AMPLIFICATOARE FI ȘI DETECTOARE MF PENTRU RECEPȚIA EMISIUNILOR STEREOFONICE

Într-un radioreceptor destinat pentru recepția programelo stereofonice, etajele de frecvență intermediară sînt similare cu cele folosite pentru un radioreceptor normal, fiind crescute numai cerințele privind banda de trecere a unor astfel de amplificatoare.

Referindu-ne la banda de trecere a etajului amplificato de FI destinat pentru recepția emisiunilor stereo, aceast(

trebuie să fie destul de mare pentru a permite trecerea spectrului larg al semnalului stereo (frecvența maximă de modulație 53 kHz).

În fig. III.9, *a* și *b* sînt prezentate spectrele de frecvență în cazul unui semnal mono și în cazul unui semnal stereo.

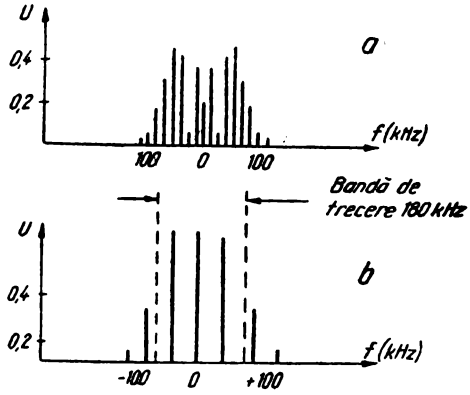


Fig. III.9. Spectrul de frecvențe:
a — pentru o transmisie mono; *b* — pentru o transmisie stereo.

Din aceste figuri rezultă că semnalul stereo trebuie să aibă o bandă mai largă pentru a permite transmisia tuturor componentelor laterale și a nu deforma semnalul util. Spectrul pentru mono arată că o bandă de trecere de 180 kHz este suficientă, ea lăsînd să treacă toate componentele importante ale spectrului, a 7-a componentă avînd o amplitudine de aproximativ 5% din valoarea amplitudinii purtătoarei nemodulate.

Așa cum s-a stabilit pentru o transmisie mono completă și pentru o calitate optimă a audiției este suficientă o bandă de trecere de 180 kHz, aceleași considerente făcute pentru o transmisie stereo conducînd la o bandă de trecere de circa 220 kHz. În fig. III.9, *b* se observă că pentru cazul stereo, la o bandă de 220 kHz, componenta a treia, care rămîne în afara benzii, are o contribuție de aproape 5% din valoarea amplitudinii purtătoarei nemodulate.

Pentru realizarea unei benzi de trecere corespunzătoar unei recepții stereo de calitate, la aceste amplificatoare F se practică metoda utilizării de circuite decalat acordat care conduc la realizarea curbelor apropiate de cele în form de dreptunghi.

Prezența limitatoarelor de amplitudine aduce în plus îmbunătățire a curbei globale de trecere a amplificatorulu FI, soluția fiind dată, de obicei, prin utilizarea unui eta care lucrează după principiul unei limitări sus și jos.

De asemenea, avîndu-se în vedere faptul că diferenț între canale se păstrează tot la 300 kHz, atenuarea em siunilor vecine trebuie să fie foarte bună și din aceast cauză a apărut necesitatea utilizării a minimum patru fi tre de FI.

Dacă în cazul radioreceptoarelor monofonice diferențel de timp de răspuns nu prezintă interes, la radioreceptoarel stereo lucrurile se complică, deoarece aici întîrzierea în ci cuite duce la înrăutățirea calității audiției și la reducerea ate nuării de diafonie. Rezultă de aici că în acest caz compo tarea amplificatorului trebuie să fie liniară. O asemenea cor diție nu poate fi realizată însă decît în amplificatoarel ideale la care se poate considera că sarcina are o comportar pur ohmică. În realitate, prezența elementelor reactive fac ca valoarea fazei să fie dependentă de frecvență.

În cazul semnalului stereo, diferențele de timp creat la trecerea prin amplificator a semnalelor corespunzătoar celor două căi au o influență defavorabilă asupra sepa rării canalelor. Experiența a arătat că liniaritatea de faz a unui amplificator de FI este dependentă de cuplaj și d reglarea fiecărui circuit în parte. S-a constatat că la un cupl supracritic se obțin cele mai mari valori ale defazajului î funcție de frecvență, cele mai bune rezultate fiind obținu cînd curba globală a amplificatorului de FI este o curb de tip clopot. Rezultă de aici importanța ce o joacă op rația de reglare a circuitelor amplificatorului FI pentru re lizarea performanțelor ansamblului.

În plus, se cere ca o curbă de răspuns a unui amplif cator FI stereo să fie perfect simetrică, stabilă în tot d meniu și independentă de schimbarea capacităților dinami ale elementelor active (tuburi sau tranzistoare) și a tensiur de RAA.

În ceea ce privește etajul detector există și aici unele diferențe, acestea reclamate de faptul că semnalul stereo ocupă un domeniu de frecvențe care merge pînă la 53 kHz. În aceste condiții caracteristica de frecvență trebuie să corespundă pînă la această valoare, spre deosebire de semnalul mono la care acest domeniu ajunge pînă la 15 kHz.

Banda de trecere a detectorului de raport trebuie să fie suficient de largă (distanța între punctele de curbură ale detectorului de raport trebuie să fi de circa 500 kHz) și absolut simetrică, iar ieșirea acestuia să fie adecvată pentru transmiterea la decodor a semnalului stereo.

Pentru transmisia spre decodorul stereo nu este permis să se găsească un grup *RC* între acesta și detectorul de raport. Din această cauză chiar și pentru emisiuni mono grupul de deaccentuare se montează după decodor.

Și în cazul detectorului de raport nu este admis ca diferențele de fază să depășească 0,3 μs.

De asemenea, factorul de distorsiuni, pentru o recepție de calitate, nu trebuie să treacă peste valoarea de 1%. În acest sens, deosebit de important este ca punctul central al porțiunii liniare a caracteristicii detectorului să corespundă perfect cu frecvența centrală de FI.

CAPITOLUL IV

ETAJE DE DECODARE A EMISIUNILOR STEREOFONICE

1. ACTUALITĂȚILE ÎN PROBLEMELE DE EMISIE A PROGRAMELOR DE RADIODIFUZIUNE STEREOFONICĂ

În ultimul timp punerea la punct a radiodifuziunii stereofonice a făcut ca, pe lîngă „radioreceptoarele clasice" (radioreceptoare MA sau MA-MF), să se introducă în fabricație i radioreceptoarele pentru redarea stereofonică a sunetului.

Evoluția a fost firească datorită opiniei formate în acești ultimi ani care a reclamat transmiterea de programe radio

stereofonice, senzația de sunet spațial, obținută prin inte mediul picupurilor și magnetofoanelor, deja puse la disp ziția marelui public, fiind cerută și în radiodifuziune.

Pentru realizarea sistemului de transmisie stereofonic s-a plecat de la ideea că semnalul stereofonic trebuie să f „compatibil", adică trebuie să permită o reproducere sati făcătoare pentru milioanele de radioreceptoare normale de existente pentru radiodifuziunea monofonică. O soluție ev dentă pentru radiodifuziunea stereofonică, și experimenta la început, a fost transmiterea semnalelor a două microfoa situate la dreapta și la stînga prin două emițătoare rad distincte. Soluția a fost părăsită, ca o consecință a condiți menționate, căci, în această situație, cu un radiorecept normal, se recepționau numai semnalele unuia dintre micr foane, în timp ce în studio nici unul dintre ele nu era mont în maniera obținerii, prin el separat, a unei reproduce satisfăcătoare a ansamblului de transmis.

Problema era deci de a stabili existența posibilității re lizării unui lanț de transmisie stereofonică, format dintr-u emițător și un receptor, în așa fel, încît să se poată avea reproducere de bună calitate și de bună intensitate acustic și cu radioreceptoarele nestereofonice (numite și radiorece toare „monocanal" sau „monofonice").

Aceste probleme au necesitat studii care au fost într prinse în lumea întreagă. Cum de la început condiția esen țială impusă a fost calitatea transmiterii, cercetările s-a axat pe radiodifuziunea cu MF, singurul mijloc de a obți lărgimile de benzi de frecvențe necesare. Au fost stabilit o serie de sisteme care conveneau condițiilor inițial impus dar diversitatea soluțiilor a făcut ca pînă în prezent să n se poată lua o hotărîre privind acceptarea unui acela sistem de către toate țările. Prin intermediul Comitetul Consultativ Internațional de Radiocomunicații (C.C.I.R se încearcă totuși ca, în final, să se ajungă la o soluție unic și nu la instaurarea de diferite sisteme naționale, cum s- întîmplat în cazul televiziunii.

a. **Sisteme utilizate pentru transmisia semnalelor stereo fonice.** După numeroase cercetări întreprinse în acest d meniu al stereofoniei s-a stabilit că se poate obține o imagi

acustică satisfăcătoare pentru cea mai mare parte a aplicațiilor prin utilizarea a două canale de audiofrecvență.

Pentru a nu se folosi decît un emițător, toate sistemele lucrează cu o undă purtătoare auxiliară, la care frecvența este superioară celor mai ridicate frecvențe acustice din banda de transmis. Această purtătoare auxiliară este modulată cu un semnal de audiofrecvență. Ansamblul, constituit dintr-un alt semnal de audiofrecvență și unda purtătoare auxiliară (sub purtătoare) modulată, este transmis prin modulare pe o undă purtătoare principală.

Pentru a asigura compatibilitatea, s-a ales ca semnal de audiofrecvență pentru modulația directă suma semnalelor microfonului din dreapta și a celui din stînga. Radioreceptoarele „monocanal" detectează numai modulația directă, și cum suma este o medie a semnalului stînga și a semnalului dreapta, se poate obține astfel o reproducere satisfăcătoare.

Ca semnal de audiofrecvență pentru modulația undei purtătoare auxiliare s-a ales semnalul obținut din diferența semnalului din dreapta și a semnalului din stînga. Dacă în radioreceptor se recuperează aceste două semnale (pentru prescurtare se va vorbi de semnal sumă și semnal diferență), atunci se pot obține, grație unui montaj simplu, semnalele originale din dreapta și din stînga care vin să se aplice apoi difuzoarelor.

Un avantaj al acestei metode constă în aceea că la o recepție stereofonică, datorită faptului că semnalul din dreapta și cel din stînga suportă aceleași transformări, calitatea de reproducere a celor două semnale este aceeași (nu se întîmplă același lucru dacă se transmite semnalul de stînga prin modulație directă și semnalul de dreapta prin modulație pe undă purtătoare auxiliară).

Tehnica transmisiei prin unde purtătoare auxiliare permite ca aceste semnale să fie modulate, fie în amplitudine, fie în frecvență, de unde posibilitatea realizării a mai multe variante, și deci nașterea a diferite sisteme de emisie stereo. Astfel, sistemul de transmisie prin undă purtătoare auxiliară modulată în amplitudine este întîlnit, fie în variante cu purtătoare auxiliară suprimată și semnal-pilot, fie în varianta cu purtătoare auxiliară parțial suprimată.

Majoritatea cercetărilor au dat preferinţă sistemului c modulaţie de amplitudine a undei purtătoare auxiliar aceasta mai ales pentru motivele :

— la recepţie se poate utiliza un detector simplu;

— în unele sisteme cu modulaţie de amplitudine se di pune pentru semnalul sumă, modulînd direct unda purtătoa emisă, de o mare excursie de frecvenţă.

Ţinînd seamă de avantajele oferite, sistemul cel m des utilizat este cel cu purtătoare auxiliară suprimată şi ser nal-pilot. Din această cauză, în cele ce urmează acesta va prezentat mai amănunţit decît celelalte.

Transmisia semnalelor stereofonice cu unda purtătoare aux liară modulată în amplitudine. Sistemele utilizate în acest c sînt :

— sistemul cu purtătoare auxiliară suprimată şi semna pilot;

— sistemul cu modulaţie polară cu purtătoare auxilia parţial suprimată.

Sistemul cu purtătoare auxiliară suprimată şi semnal-pil În cazul acestui sistem se transmit două informaţii (de cele două microfoane) în scopul obţinerii informaţiei spaţial Unul din microfoane captează undele din partea stîngă studioului, cel de-al doilea microfon, din partea dreapt Vom nota amplitudinile celor două semnale cu L şi R vom spune canal stînga şi, respectiv, canal dreapta. Da într-un punct al căii de transmisie cele două semnale ajur să fie adunate electric, atunci apare suma $(L + R)$ core punzătoare informaţiei totale şi care nu este altceva dec semnalul pentru o emisiune monofonică. Pentru obţiner unei redări stereofonice este necesar să se menţină, în co tinuare, în transmisia electrică, aceeaşi separaţie a canalelo Cu scopul de a uşura înţelegerea fenomenului se va face m întîi o observaţie asupra reprezentării şi descrierii acest semnale de canal. Tensiunile de audiofrecvenţă furnizate c cele două microfoane au aproape în toate cazurile o form foarte complicată, care constă din amestecul unei întregi se de unde sinusoidale fundamentale, plus armonicele acestor

Pentru simplificare se va considera că se transmite u singur semnal sinusoidal pe fiecare canal.

Dacă în cele ce urmează numim semnal sumă $M = (L +$ şi semnal diferenţă $S = (L - R)$ atunci prin aceas

vom înțelege de fapt adunare și scădere de semnale sinusoidale, bineînțeles ținînd cont de fază și frecvență.

Avînd în vedere că ambele semnale se află în domeniul de audiofrecvență (30 Hz—15 000 Hz) este necesar să se

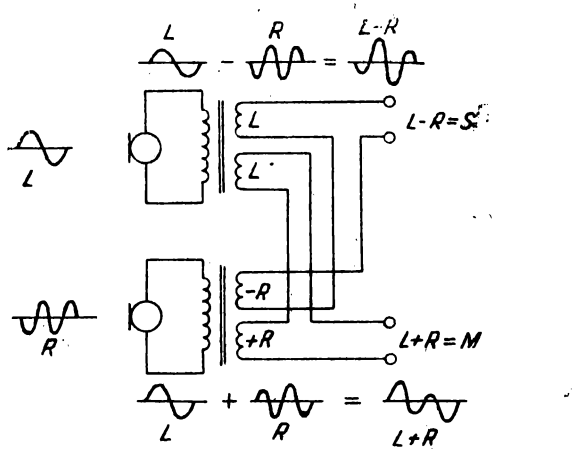


Fig. IV.1. Formarea semnalelor sumă $M = (L + R)$ și diferență $S = (L - R)$.

oloșească benzi separate de modulație în vederea obținerii de canale distincte.

Semnalul sumă este realizat printr-o aranjare convenabilă a fazelor celor două semnale obținute de la microfoane, iar semnalul diferență se obține prin schimbarea convenabilă a înfășurărilor transformatoarelor de microfon.

În fig. IV.1 se arată un mod de realizare a semnalelor sumă și diferență : M și S. Această combinație pare la prima vedere în contradicție cu condiția de separare absolută între canale, dar un simplu calcul matematic ne lămurește că semnalul sumă, asociat cu semnalul diferență, ne pune în evidență posibilitatea de separare a celor două căi. Într-adevăr, cele două canale se pot separa din nou atunci cînd se adună și se scad între ele semnalele sumă și diferență :

$$M + S = (L + R) + (L - R) = 2L;$$

$$M - R = (L + R) - (L - R) = 2R.$$

În radioreceptor această operație se face prin niște cir cuite simple, constituite într-un ansamblu, numit decodo Coeficientul care se află în fața lui L și R apare deoarec la emisie este nevoie de semnalele L și R luate de două or pentru a se obține semnalele sumă și diferență.

În ceea ce privește semnalul sumă, transmisia lui se fac ca la un semnal obișnuit modulat MF. Pentru ca semnalu diferență să poată fi transmis simultan cu semnalul sumă p o aceeași undă purtătoare, a fost necesar ca cel dintîi s fie deplasat în domeniul ultrasonor. Aceasta nu constituie greutate, întrucît modulația de frecvență se poate face s cu semnale ce aparțin domeniului ultrasonor. Pentru mutare frecvenței semnalului diferență într-un astfel de domeni se folosește o frecvență purtătoare auxiliară de 38 kHz modulată în amplitudine cu semnalul diferență, benzil laterale corespunzătoare semnalului de audiofrecvenț (30 Hz—15 kHz) ajungînd în jos pînă la 23 kHz și în su pînă la 53 kHz.

Purtătoarea auxiliară, după cum o arată și numele, est numai un instrument pentru schimbarea frecvenței, informați asupra semnalului de audiofrecvență (AF) fiind conținut în benzile laterale. Din această cauză este suficientă trans misia benzilor laterale, putîndu-se renunța la transmisi purtătoarei auxiliare, care, printr-o schemă specială de modu lație, se poate atenua pînă la o valoare foarte redusă Soluția prezintă un foarte mare avantaj, întrucît prezenț purtătoarei auxiliare la emisie ar corespunde unei deviații d frecvență foarte mari pentru purtătoarea principală. Aceast ar însemna o foarte mare diferență între semnalul purtăto rei auxiliare și semnalele utile și, respectiv, un raport semn /zgomot foarte prost.

Semnalul de benzi laterale, cu purtătoarea auxiliară su primată, poartă denumirea de semnal auxiliar stereo Suprimarea purtătoarei auxiliare impune însă utilizarea un semnal auxiliar suplimentar care, împreună cu semnalu sumă de audiofrecvență și semnalul auxiliar stereo, pri adunare într-un etaj de însumare, permite să se obțină sem nalul multiplex, cu care este apoi modulată purtătoare principală. Prezența semnalului auxiliar suplimentar es necesară la recepție, unde benzile laterale cu modulație d amplitudine nu se pot demodula (adică să se obțină din nc

semnalul diferență S) decît dacă se regenerează purtătoarea auxiliară. Soluția regenerării prin filtrare a restului de purtătoare auxiliară aflată în mijlocul benzilor cu modulație de amplitudine este foarte dificilă și din această cauză se folosește purtătoarea auxiliară suplimentară numită și semnal-pilot.

Așezarea semnalului-pilot se face la 19 kHz, adică în mijlocul spectrului de 8 kHz aflat între limita superioară de frecvență a semnalului mono (15 kHz) și limita inferioară a benzilor laterale cu modulație de amplitudine (23 kHz). Acest semnal se poate separa foarte ușor la recepție printr-un filtru, fără să apară dificultăți pentru semnalul util.

Avînd în vedere că 19 kHz este jumătatea lui 38 kHz, purtătoarea auxiliară, se poate reface în receptor, fie prin dublarea frecvenței de 19 kHz, fie prin sincronizarea unui oscilator de 38 kHz cu acest semnal. Ținînd seamă de importanța majoră, în ceea ce privește perfecta sincronizare între frecvența de 38 kHz de la emisie și cea de la recepție, la emițător frecvența de 38 kHz se obține din dublarea unei frecvențe de 19 kHz care se transmite și la etajul de însumare, aceasta cu scopul ca atît la emisie cît și la recepție să avem aceeași frecvență.

Așa după cum s-a arătat mai sus, în etajul de însumare al emițătorului, pentru obținerea semnalului multiplex, intră trei semnale, care sînt unificate :

— semnalul sumă de AF identic cu semnalul mono;

— semnalul-pilot;

— semnalul auxiliar stereo (semnalul corespunzător benzilor laterale cu modulație de amplitudine și cu purtătoarea suprimată).

Modularea în frecvență a purtătoarei principale este făcută cu acest semnal multiplex, a cărui spectru este prezentat în fig. IV.2.

Semnalul sumă M are un spectru care se întinde de la aproximativ 30 Hz pînă la 15 kHz, pe cînd cel al semnalului auxiliar stereo merge de la (38—15) = 23 kHz pînă la (38 + 15) = 53 kHz, cu o mică bandă liberă de circa 100 Hz în jurul lui 38 kHz. Semnalul-pilot se găsește în mijlocul domeniului liber între semnalul sumă și semnalul auxiliar stereo, adică la 19 kHz.

Deviația de frecvență maximă pentru purtătoarea principală este $\pm$ 50 kHz sau $\pm$ 75 kHz. Aceasta corespunde gradului de modulație m = 100% pentru o purtătoare modulată în amplitudine.

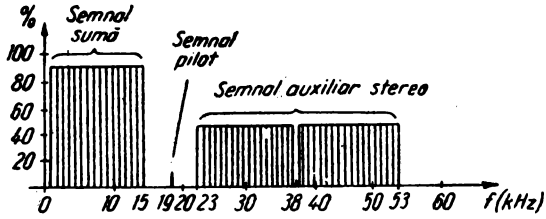


Fig. IV.2. Spectrul semnalului multiplex.

Din acest grad de modulație se folosește aproximativ 9% pentru semnalul-pilot și 1% pentru rămășița de purtătoare auxiliară suprimată, rămînînd deci pentru semnalul util 90%, adică cu 10% mai puțin decît excursia normală pentru o transmisie mono (în aceste condiții raportul semnal/zgomot nu se înrăutățește decît cu circa 2—3 dB). Din gradul de modulație de 90% se folosesc cîte 45% pentru fiecare canal (canal stînga, respectiv canal dreapta).

În cazul în care amplitudinile celor două semnale L și R sînt egale, adică $L - R = 0$, la transmisie se utilizează numai canalul principal (canalul sumă). În cazul unei singure informații cînd, fie L, fie $R = 0$, adică $(L + R) = (L - R)$, avem situația că se utilizează un grad de modulație de maximum 22,5%, adică se înrăutățește mult raportul semnal/zgomot și din această cauză la semnale stereo slabe este bine să se facă comutarea pe poziția mono. De altfel chiar la recepția mono a unei emisiuni stereo apare o modificare a raportului semnal/zgomot atunci cînd purtătoarea auxiliară se reface și este demodulată împreună cu spectrul de zgomot al canalului benzilor laterale.

Dacă semnalul captat de antena unui radioreceptor provine de la o transmisie stereofonică, atunci, independent de faptul că radioreceptorul este mono sau stereo, la ieșirea detectorului de raport apare același semnal, așa cum a fost semnalul complex de la emisie.

În cazul în care se dispune de un radioreceptor mono, semnalul va fi mono și va corespunde lui ($L + R$), celelalte semnale nederanjînd recepția, întrucît nu sînt audibile.

În cazul unui radioreceptor stereo semnalul recepționat trebuie decodificat, această operație realizîndu-se într-un etaj auxiliar al radioreceptorului, numit decodor, și care se instalează între detectorul de raport și etajul de audiofrecvență.

Pentru a ilustra mai bine modul în care se formează semnalul multiplex la emițător și cum se poate combina acesta la recepție cu purtătoarea auxiliară regenerată, în fig. IV.3 sînt prezentate zece oscilograme ridicate pentru un caz particular, și anume în situația cînd semnalele de audiofrecvență (AF) din ambele canale L și R au aceeași amplitudine și fază și sînt într-un raport întreg față de frecvența de 38 kHz.

Semnalele combinate din fig. IV.3, *c*—IV. 3, *d* au fost obținute prin adunarea, punct cu punct, a valorilor instantanee ale semnalelor singulare L și R, ținîndu-se cont de polaritatea lor. Amplitudinile undelor din fig. IV.3, *e* nu sînt prezentate la scară, în realitate amplitudinea purtătoarei auxiliare fiind mult mai mare.

Dacă se modulează purtătoarea auxiliară (fig. IV.3, e_2) cu semnalul diferență (fig. IV.3, *d*) atunci apare o curbă, a cărei oscilogramă este prezentată în fig. IV. 3, *f* și care are forma unei unde obișnuite modulate în amplitudine, semnalul de modulație fiind ($L-R$).

Dacă din această undă se suprimă purtătoarea auxiliară, se obține oscilograma din fig. IV. 3, *g*, care reprezintă benzile laterale ale semnalului cu modulație de amplitudine.

Dacă la acest semnal de benzi laterale se adaugă semnalul sumă de audiofrecvență (fig. IV.3, *c*), atunci se obține o formă de curbă de genul celei prezentate în fig. IV.3, *h*. Adăugînd la acest amestec de frecvențe și semnalul-pilot (fig. IV.3, e_1) se realizează semnalul multiplex din fig. IV.3, *i*, semnal cu care se modulează în frecvență purtătoarea principală a emițătorului și care reapare în radioreceptor la ieșirea detectorului de frecvență.

În fig. IV.3, *j* este prezentată oscilograma semnalului rezultat din semnalul multiplex fără semnal-pilot (fig. IV.3, *h*) la care s-a adăugat purtătoarea auxiliară (fig. IV.3, e_2).

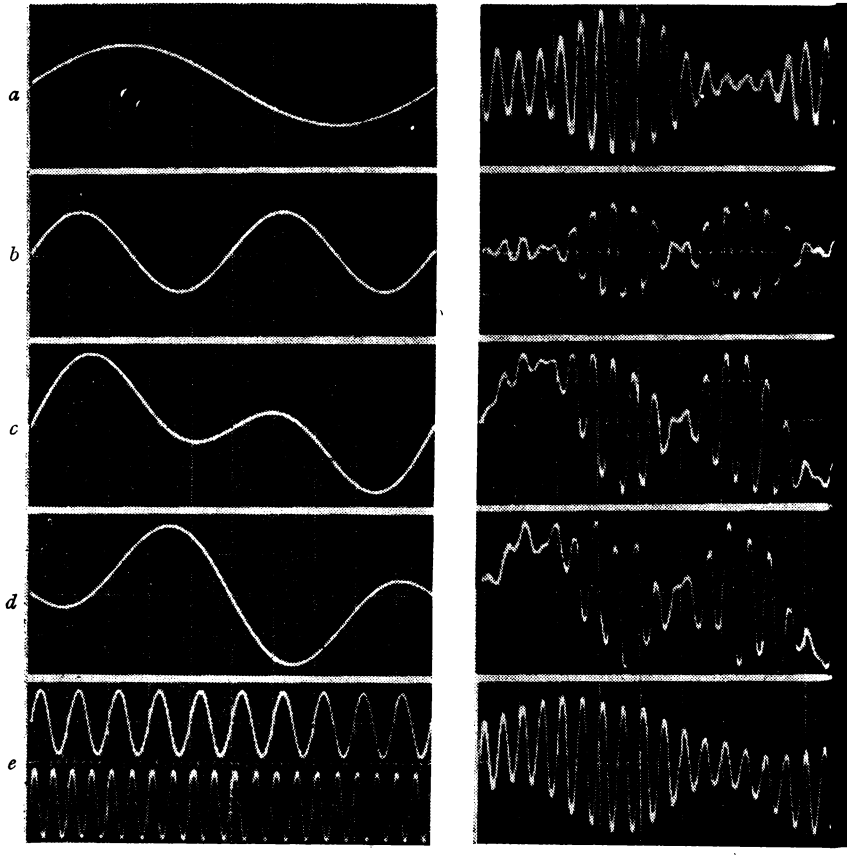


Fig. IV.3. Ilustrarea modului de formare a semnalului multiplex prin utilizarea de oscilograme:

a — semnalul de AF al canalului stîng *L*, avînd o frecvență de 1,9 kHz; *b* — semnalul de AF al canalului dreapta *R*, avînd o frecvență de 3,8 kHz; *c* — semnalul sumă de AF ($L + R$) (curba sumă între *a* și *b*); *d* — semnalul diferență de AF ($L - R$) (curba diferență între *a* și *b*); e_1 — semnalul-pilot (19 kHz); e_2 — semnalul purtătoarei auxiliare (38 kHz) obținut prin dublarea frecvenței-pilot; *f* — semnalul purtătoarei auxiliare (e_2), modulată cu semnalul diferență (*d*); *g* — semnalul corespunzător benzilor laterale cu modulație de amplitudine (semnalul auxiliar stereo); *h* — semnalul sumă (*c*) împreună cu semnalul auxiliar stereo (*g*) — semnalul multiplex fără semnal-pilot; *i* — semnalul multiplex (semnalul din *h*, la care s-a adăugat semnalul din e_1); *j* — suma dintre semnalul multiplex fără semnal-pilot (*h*) și purtătoarea auxiliară regenerată e_2. Înfășurătoarea superioară a semnalului dă informații asupra semnalului stînga (*a*), iar înfășurarea inferioară asupra semnalului dreapta (*b*).

Această oscilogramă își are o mare importanță pentru sistemele de codare și decodare care lucrează după principiul comutației.

Analizînd cu atenție oscilogramele semnalului din fig. IV.3, *h* și fig. IV. 3, *i*, se poate identifica la ele că variația

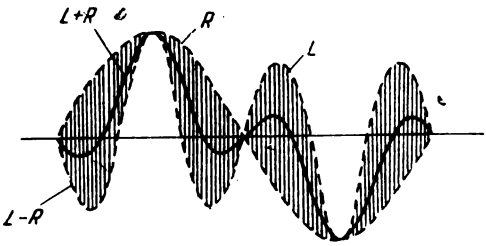


Fig. IV.4. Forma anvelopei semnalului multiplex fără semnal-pilot.

de amplitudine a oscilației ultrasonore este obținută prin scăderea curbelor L și R. Dacă sînt suprapuse în semnalul multiplex ele nu se mai observă cu ușurință. Aceste concluzii sînt concretizate în fig. IV.4, unde au fost desenate punctat limitele de amplitudine corespunzătoare semnalului de benzi laterale. La acest semnal multiplex s-au luat două semnale L și R de aceeași amplitudine, situate în antifază (adică dacă unul începe cu alternanța pozitivă, celălalt este cu alternanță negativă). Curba de benzi laterale a fost desenată numai prin linii verticale.

Din această diagramă se vede ușor că peste semnalul sumă $(L + R)$ s-a suprapus semnalul ultrasonor de benzi laterale și pentru ca să se ajungă la semnalul multiplex se adaugă și semnalul-pilot.

Sistemul cu modulație polară cu purtătoare auxiliară parțial suprimată. La acest sistem, spre deosebire de cel cu semnal-pilot, purtătoarea auxiliară ($f = 31{,}25$ kHz) este suprimată parțial și nu se mai folosește semnal-pilot. Suprimarea parțială a purtătoarei auxiliare cu 14 dB se face cu ajutorul unui circuit de rezonanță, factorul de calitate al circuitului fiind $Q = 100$.

Semnalul sumă $(L + R)$ și semnalul diferență $(L - R)$ se obțin prin aceleași procedee prezentate mai sus.

În cazul acestui sistem, gradul de modulație maxim purtătoarei auxiliare înainte de suprimarea parțială este 80%.

Deviația maximă de frecvență a purtătoarei principa este repartizată după cum urmează :

— pentru suma semnalelor stereofonice și pentru benz laterale cu modulație de amplitudine este 80%.

— pentru purtătoarea auxiliară reziduală, 20%;

Deviația maximă de frecvență a purtătoarei principa este $\pm$ 50 kHz sau $\pm$ 75 kHz.

Transmisia semnalelor stereofonice cu undă purtătoare aux liară modulată în frecvență. [Sistemul cu modulație în frecven a purtătoarei auxiliare : sistemul MF/MF]. Acest sistem experimentează în Suedia și folosește modulația de frecven pe canalul auxiliar, purtătoarea auxiliară avînd frecven de 31,25 kHz.

Se pare că este sistemul cel mai adecvat pentru transmis de programe independente pe cele două căi. Pentru tran misii stereo se folosește, ca și la sistemul cu semnal-pilo semnalul sumă pentru canalul principal și semnalul diferen pentru canalul auxiliar.

b. **Principalele montaje utilizate în radioemisia stere fonică.** Referindu-ne la transmisiile stereofonice după si temul cu modulație de amplitudine, în varianta cu purt toarea auxiliară suprimată și semnal-pilot, (sistemul FCCM se pot distinge două metode, avînd la bază principii diferit principiul matricei și principiul comutatorului electroni

În cazul primei metode, semnalul multiplex este în î tregime constituit după procedeul expus în considerații de mai sus.

În fig. IV.5 este prezentată schema-bloc a unui emiț tor care, pentru obținerea semnalului multiplex, folosește principiul matricei. Semnalele furnizate de cele două micr foane *M* sînt fiecare aplicate, printr-un amplificator *A*, la u circuit *Ma* (numit adesea matrice), care formează, prin trec rea semnalelelor *L* și *R*, semnalul sumă *M* și semnalul d ferență *S*. Acest ultim semnal este aplicat, împreună cu un purtătoare auxiliară, la modulatorul de amplitudine *M*.

Unda purtătoare auxiliară este obținută cu ajutorul d blorului de frecvență *DF*, prin aplicarea semnalului oscil

torului *OP* care lucrează pe 19 kHz. Modulatorul *MA* este un modulator echilibrat, al cărui semnal de ieşire conţine benzile laterale, dar nu şi unda purtătoare auxiliară, adică conţine semnalul auxiliar stereo S *[1]. Acesta este combinat în raportul corect cu semnalul sumă *M* şi semnalul-pilot

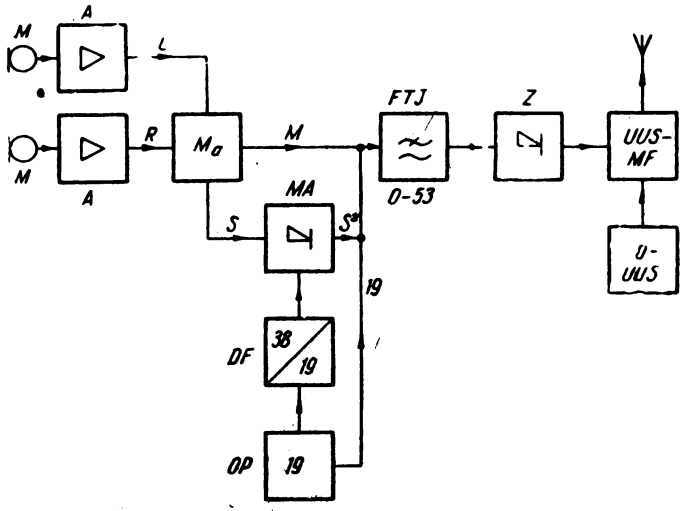


Fig. IV.5. Schema-bloc a unui emiţător pentru emisiuni stereofonice realizat după principiul matricei.

de 19 kHz, formînd împreună semnalul multiplex complet care ajunge, străbătînd un filtru trece-jos (*FTJ*), la modulatorul emiţătorului cu modulaţie de frecvenţă (*Z*) şi de aici la etajul final al emiţătorului. Filtrul *FTJ* suprimă semnalele cu frecvenţa superioară lui 53 kHz; aceasta este necesar pentru că semnalul obţinut de la etajul modulator *MA* conţine armonici superioare undei purtătoare auxiliare care, evident, nu trebuie să se găsească în semnalul multiplex.

În acelaşi fel ca în radiodifuziunea normală cu modulaţie de frecvenţă, şi în radiodifuziune stereofonică, se realizează o amplificare relativ mai mare componentelor de

[1] În mod convenţional prin S^* se înţelege semnalul auxiliar stereo

semnal, avînd frecvenţe ridicate. Aceasta poate fi aplica semnalelor de stînga şi de dreapta L şi R sau semnalel sumă şi diferenţă M şi S, operaţie realizată prin reţele R convenabil înseriate în canalele corespunzătoare.

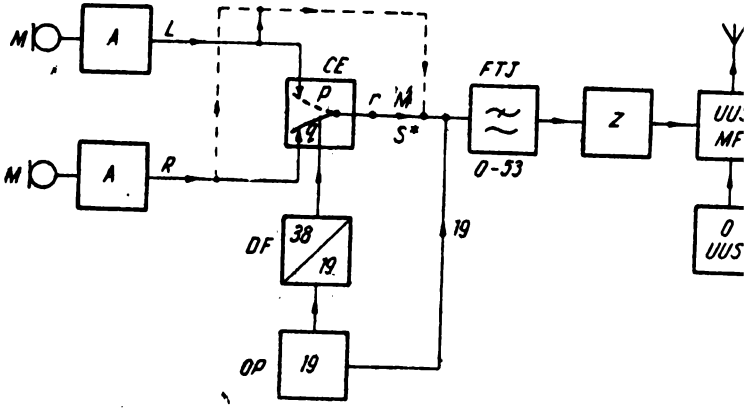


Fig. IV.6. Schema-bloc a unui emiţător pentru emisiuni stereofonic realizat după principiul comutatorului electronic.

Modul de lucru al emiţătorului lucrînd după cea de doua metodă se poate înţelege uşor dacă se pune în eviden faptul că cele două anvelope ale semnalului multiplex, fă semnalul-pilot (v. fig. IV.4), variază în timp după funcţi mile L şi R. Schema-bloc a unui astfel de emiţător este pr zentată în fig. IV.6. Aici, de asemenea, semnalele micr foanelor M trec fiecare printr-un amplificator A. CE reprezint un comutator electronic rapid (reprezentat convenţion printr-un contact mecanic comandat), care alternativ, cu frecvenţă de 38 kHz, leagă punctul r cu punctele p şi alimentate de semnalele L şi R.

În punctul r se obţine atunci o tensiune în impulsu cu frecvenţa de 38 kHz, ale cărei anvelope urmează variaţ lui L şi R. Aşa cum a rezultat din analiza diagramei prezen tate în fig. IV.3, h acest semnal complex conţine, de as menea, semnalul sumă $(L+H)$ şi semnalul diferenţă $(L-R$ Adăugînd şi semnalul-pilot, se obţine semnalul multiple (v. fig. IV.3, i) care trece apoi prin filtrul FTJ, iar de ai la modulatorul cu modulaţie de frecvenţă Z. Semnalul-p

lot este format în oscilatorul *OP*, de la care se obține în același timp, prin intermediul dublorului de frecvență *DF*, unda purtătoare auxiliară care comandă comutatorul *CE*.

Tensiunea obținută în punctul *r* conține armonici ale undei purtătoare auxiliare care nu trebuie să se găsească în semnalul multiplex. Aceste armonici sînt suprimate de către filtrul *FTJ*. Rezultă de aici însă că anvelopele tensiunii de ieșire din filtru nu mai urmăresc exact pe *L* și *R*. Din cercetările efectuate s-a constatat că variația corectă a anvelopei poate fi restabilită adăugînd semnalului, după ieșirea de la comutatorul electronic *CE*, un semnal sumă de nivel redus. Modul de introducere al acestui semnal este prezentat în fig. IV.6 prin linii întrerupte.

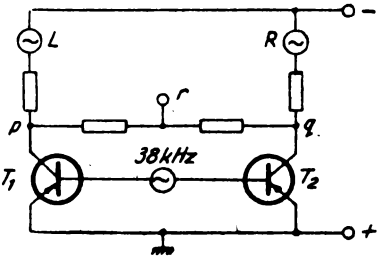


Fig. IV.7. Schema de principiu a unui comutator electronic utilizabil pentru comutatorul *CE* din fig. 1.6.

Comutarea cu o frecvență de 38 kHz poate fi realizată prin diferite procedee cu ajutorul unui circuit electronic.

În fig. IV.7 este prezentată schema unui comutator electronic. Tranzistoarele T_1 și T_2 lucrează pe rînd ca întreruptoare (închis și deschis) pentru o tensiune cu frecvența de 38 kHz aplicată bazelor în opoziție de fază. În această situație punctele *p* și *q* sînt aduse, din punct de vedere alternativ, practic la potențialul zero, făcînd astfel să se obțină în *r* tensiunea în impulsuri dorită cu anvelopele care urmează variațiile lui *L* și *R*.

2. TIPURI DE DECODOARE. SCHEME-BLOC

Decodorul trebuie să îndeplinească următoarele funcțiuni:

— selectarea și amplificarea semnalului-pilot, 19 kHz;
— dublarea frecvenței semnalului-pilot;
— extragerea informației stereo;
— combinarea informației stereo cu purtătoarea auxiliară;
— separarea căilor.

La toate acestea se mai adaugă dezaccentuarea programelor, întrucît filtrul de dezaccentuare de la discriminator se mută la ieşirea din decodor pentru a nu reduce la valori neglijabile componentele spectrale care vehiculează informaţia stereo.

Pentru asigurarea funcţiunilor enumerate mai sus, decodorul trebuie să conţină cel puţin un etaj selectiv acordat pe 19 kHz, un dublor de frecvenţe, cel puţin un etaj selectiv acordat pe 38 kHz şi un demodulator care realizează totodată şi separarea căilor.

Pentru obţinerea unei bune reproduceri stereofonice decodorul trebuie să îndeplinească cîteva condiţii, dintre care cele mai importante sînt următoarele :

— să producă o distorsionare de valoare cît mai redusă a semnalului de stînga sau a celui de dreapta;

— să nu producă diafonie între căi, peste valorile acceptate, adică aceasta să fie cît mai redusă, pentru ca semnalul din stînga şi semnalul din dreapta să nu se influenţeze reciproc;

— să fie insensibile la diversele forme de perturbaţii.

Sînt şi cîteva condiţii care, dacă sînt îndeplinite, simplifică utilizarea aparatului, dar care, dacă nu sînt satisfăcute, nu împiedică obţinerea unei recepţii normale. Amintim dintre acestea existenţa :

— unui indicator optic care să arate că se recepţionează o emisiune stereofonică;

— unui comutator automat pentru redare stereofonică sau monofonică după felul cum transmite staţia de emisie;

— unei puteri sensibil egală a semnalului de ieşire monofonic cu a celui stereofonic.

În funcţie de tehnica folosită de decodare, decodoarele se împart în două categorii, şi anume : decodoare multiplex timp şi multiplex frecvenţă cu matrice.

La rîndul lor, decodoarele din prima categorie se împart în decodoare de anvelopă şi decodoare cu comutare. Avem aşadar :

— decodoare de tipul cu detecţia anvelopei de modulaţie

— decodoare cu însumare (folosind metoda matricială)

— decodoare cu comutare.

a. **Decodoarele de tipul cu detecție a anvelopei.** Acestea sînt probabil cele mai simple. Funcționarea lor se bizuie pe faptul că unda formată prin suprapunerea unei emisiuni cu purtătoare suprimată peste o frecvență ce reconstituie purtă-

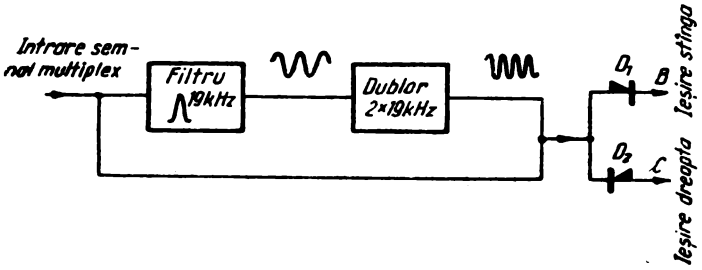


Fig. IV.8. Schema-bloc a unui decodor de tip cu detecția anvelopei.

toarea nu este simetrică, alternanțele pozitive admițînd drept înfășurătoare programul provenit de la una din căile stereo (de exemplu *L*), în timp ce alternanțele negative admit drept înfășurătoare programul provenit de la cealaltă cale (*R*).

Așa cum arată schema-bloc din fig. IV.8, semnalul multiplex de la ieșirea din discriminator ajunge la demodulator o dată cu subpurtătoarea de 38 kHz reconstituită cu ajutorul unui filtru acordat de 19 kHz și a unui dublor de frecvență. Adăugate la subpurtătoare semnalele multiplex permit reconstituirea unei unde MA, ale cărei alternanțe pozitive și negative sînt, respectiv, detectate de diodele D_1 și D_2. Această operație se asigură prin montarea inversă a celor două diode. Funcționarea sistemului apare clar dacă se consideră oscilogramele din fig. IV.9.

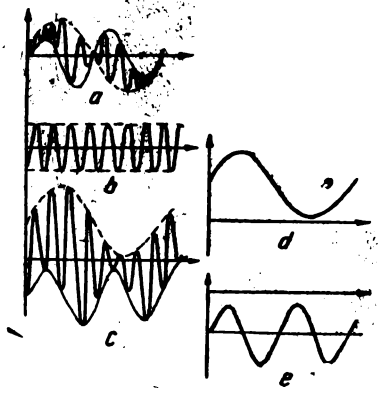


Fig. IV.9. Oscilograme ilustrînd funcționarea decodorului din fig. V.1.

Prima oscilogramă prezintă un semnal multiplex realizat cu două semnale sinusoidale, a căror frecvenţă se află în raportul 1 : 2; A doua oscilogramă reprezintă subpurtătoarea, iar a treia, semnalul rezultat din suprapunerea acestuia peste semnalul multiplex.

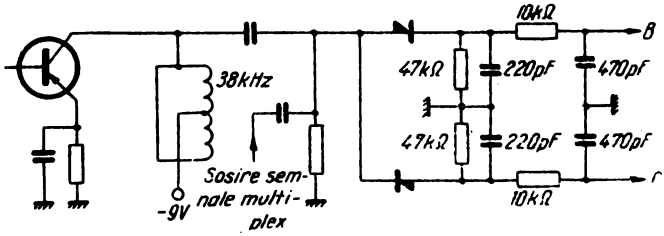


Fig. IV.10. Exemplu practic de decodor cu detecţia anvelopei.

Se observă că partea superioară a semnalului are drept înfăşurătoare unul din cele două semnale de la început (corespunzător unei căi), iar cea inferioară are drept înfăşurătoare semnalul corespunzător celeilalte căi. Este evident că dacă se aplică un asemenea semnal unui montaj detector, cum este cel din fig. IV.10, una din diode va detecta partea superioară a semnalului, iar cealaltă, fiind montată invers, va detecta partea inferioară. În felul acesta în punctele *B* şi *C* se regăsesc separate, semnalele iniţiale de la emisie. Trebuie remarcat că pentru a se obţine o decodare de anvelopă nu este absolut necesar ca cele două diode să fie conectate invers, dacă purtătoarea se aplică în antifază pe fiecare diodă.

Într-adevăr, montajul din fig. IV.11 permite şi el separarea căilor, funcţionarea lui fiind clarificată de oscilogramele din fig. IV.12.

Aici se reprezintă din nou semnalul multiplex, aplicat de data aceasta pe priza mediană a secundarului ultimului filtru acordat pe frecvenţa subpurtătoarei. În oscilograma următoare este reprezentată subpurtătoarea aplicată în punctul *A*. Un semnal identic însă în antifază se regăseşte ca urmare a folosirii unei înfăşurători simetrice în punctul *B*.

Din combinarea celor două subpurtătoare în antifază cu semnalul multiplex se obţin semnalele *c* şi *e*, fiecare apli-

cat la intrarea unui montaj detector. Se observă uşor că semnalul *c* poartă în alternanţele pozitive unul din cele două semnale iniţiale, iar semnalul *d*, tot în alternanţele pozitive, celălalt semnal (fig. IV. 12, *e* şi *f*). Este clar că în această

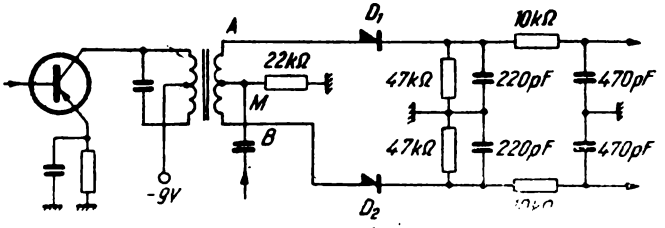


Fig. IV.11. Variantă a schemei din fig. V.3.

situaţie diodele trebuie să fie conectate în acelaşi sens, ele continuînd să-şi îndeplinească rolul de a separa canalele.

b. **Decodoare cu însumare.** Acestea sînt în general ceva mai complicate decît cele de tipul precedent, lucru care reiese clar şi din schema-bloc prezentată în fig. IV.13.

Se observă că semnalul multiplex este în acest caz separat în: semnalul sumă conţinut între 30 Hz şi 15 kHz, informaţia stereo cuprinsă între 23 şi 53 kHz şi frecvenţa-pilot. Această separare se efectuează cu ajutorul unor filtre convenabile, dispuse toate la ieşirea din discriminator. Benzile laterale ale informaţiei stereo sînt separate din semnalul multiplex cu ajutorul unui filtru trece-bandă şi adusă în prezenţa subpurtătoarei refăcute pe seama dublării frecvenţei-pilot extrasă tot din semnalul multiplex de un filtru selectiv. În felul acesta se reface semnalul modulat cu semnalul

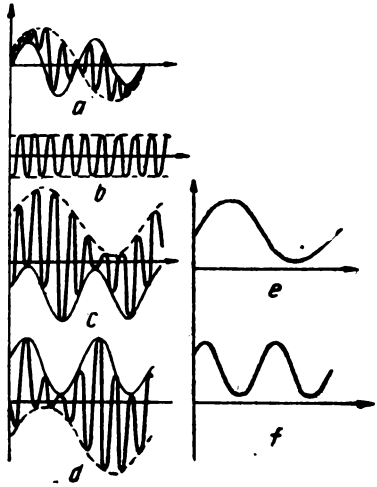


Fig. IV.12. Oscilograme ilustrînd funcţionarea decodorului din fig. V.4.

diferență, care se aplică unui detector dublu cu diode în antifază. Punctul comun al ieșirilor celor două detectoare este conectat la ieșirea filtrului trece-jos care extrage din semnalul multiplex informația sumă a celor două semnale.

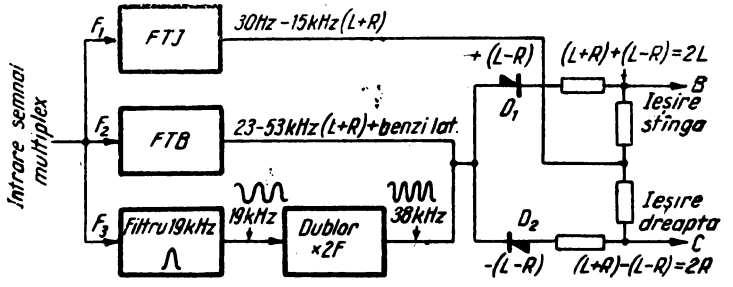


Fig. IV.13. Schema-bloc a unui decodor cu însumare.

Prin acest aranjament, la ieșirea detectoarelor se însumează pe o cale suma semnalelor dreapta-stînga cu diferența lor, iar pe altă cale aceeași sumă cu diferența cu semn schimbat. Ca atare, în punctul B se obține $(L + R) + (L - R) = 2L$, iar în punctul C se obține $(L + R) - (L - R) = 2R$. Evident că factorul 2, același pentru cele două căi, nu are nici o importanță practică. În fig. IV.14 este prezentat un montaj în care se indică și posibilitatea unei detectări a ambelor alternanțe prin introducerea a încă două diode (figurate punctat). Detectarea ambelor

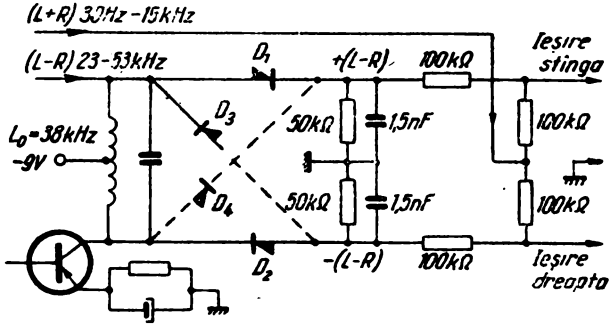


Fig. IV.14. Exemplu practic de decodor cu însumare.

alternanțe are drept principal avantaj dublarea frecvenței restului de purtătoare, ceea ce permite un filtraj mai comod al acesteia.

c **Decodoarele cu comutare.** Decodoarele cu comutare se bizuie pe utilizarea unui demodulator în inel, ale cărei

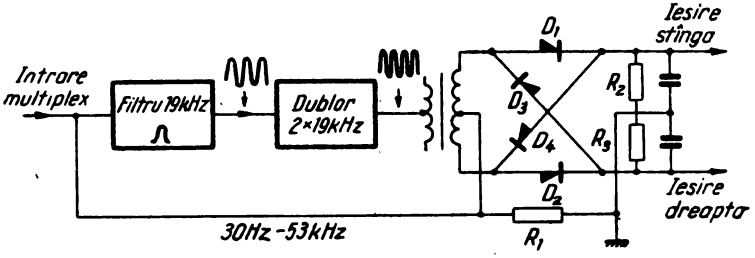


Fig. IV.15. Schema-bloc a unui decodor cu comutare.

diode folosite ca întreruptoare sînt comandate de subpurtătoare în vederea separării căilor (fig. IV.15).

Semnalul multiplex este aplicat, ca și la detectorul de anvelopă, pe priza mediană a unui circuit acordat pe 38 kHz care primește subpurtătoarea, refăcută pe seama dublării frecvenței-pilot extrasă din semnalul multiplex. Nivelul subpurtătoarei, fiind mult mai mare decît al semnalului, comandă cu o alternanță deschiderea diodelor D_1 și D_4 și cu cealaltă închiderea acestora și deschiderea diodelor D_2 și D_3. Prin acest aranjament semnalul multiplex este dirijat cînd spre rezistența R_2, cînd spre rezistența R_3, comutarea efectuîndu-se într-un timp de $\frac{1}{76\,000}$ dintr-o secundă. Întrucît curentul care se stabilește în timpul alternanțelor pozitive ale subpurtătoarei corespunde, de exemplu, modulației semnalului corespunzător informațiilor transmise prin calea stîngă, iar cel care se stabilește în timpul altenanțelor negative corespunde informațiilor transmise prin calea dreaptă, montajul efectuează o separare a semnalelor.

Este cît se poate de evident că datorită mecanismului de comutare orice defazare suplimentară se traduce prin amestecul căilor, respectiv prin diafonie, deoarece eșantioanele extrase și lăsate să treacă în timpul unei alternanțe nu mai corespund numai unei căi, ci parțial și celeilalte.

Datorită necesității ca faza subpurtătoarei să fie strîns corelată cu cea a frecvenței pilot de la emisie, este justificată și denumirea de detectoare sincrone, acordată decodoarelor cu comutare.

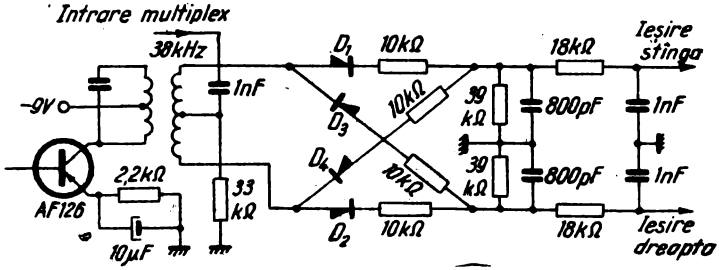


Fig. IV.16. Detaliu al etajului demodulator al unui decodor cu comutare.

În fig. IV.16 este redat în detaliu etajul de demodulație al unui asemenea decodor. Se remarcă faptul că grupurile de detectare de 39 kΩ cu 800 pF sînt urmate de filtre indispensabile pentru a obține integrarea semnalelor detectate și diminuarea variațiilor rapide datorate resturilor de subpurtătoare.

3. MONTAJE PRACTICE DE DECODOARE

În fig. IV.17 este prezentată schema unui decodor din categoria celor cu detecție a anvelopei.

Semnalul multiplex obținut de la discriminator se aplică simultan pe priza mediană a bobinei L_6 și pe un circuit care extrage frecvența-pilot. Într-adevăr, transformatorul L_1L_2 face parte dintr-un circuit selectiv acordat pe frecvența de 19 kHz, care aplică semnalul-pilot pe baza tranzistorului T_1. Amplificat de către acesta, și apoi de către tranzistorul T_2, a cărui sarcină este tot un circuit selectiv acordat pe 19 kHz, semnalul-pilot ajunge la un nivel suficient de ridicat pentru a fi aplicat unui dublor de frecvență (clasic cu diodele D_1D_2) dispus la intrarea tranzistorului T_3, care are drept sarcină un transformator acordat pe 38 kHz. Secundarul acestui transformator este simetric și primește pe priza

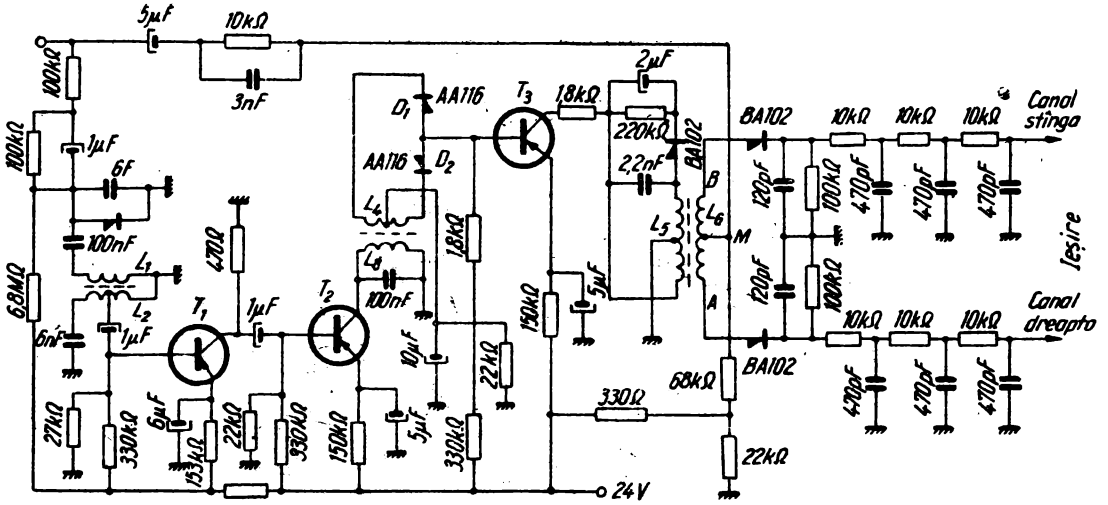


Fig. IV.17. Schema practică a unui decodor de tip cu detecţia anvelopei.

mediană semnalul multiplex. Deoarece purtătoarea este aplicată celor două diode în antifază, diodele trebuie montate în același sens. La ieșirea din detector se obțin separate informațiile provenite de pe calea stîngă și de pe calea dreaptă care, după ce sînt filtrate, pot fi aplicate amplificatoarelor de AF.

Principalul dezavantaj al acestui sistem este incompatibilitatea cu emisiunile monofonice. Într-adevăr, în cazul unei emisiuni monofonice semnalul care se aplică diodelor nu mai este o anvelopă purtată, ci chiar semnalul de AF. Evident că în acest caz fiecare diodă va produce o redresare a acestui semnal de AF, ceea ce va produce distorsiuni inadmisibile. În sfîrșit, un alt inconvenient este și dificultatea eliminării resturilor de subpurtătoare, lucru care explică numărul mare de celule de filtraj dispus la ieșire.

În fig. IV.18 este prezentată schema unui decodor cu însumare. Se recunoaște imediat tipul acestui decodor după împărțirea pe benzi a semnalului multiplex. Într-adevăr fixîndu-ne atenția asupra demodulatorului, de data aceasta echipat cu o punte, observăm că acesta primește 3 semnale benzile laterale ale semnalului diferență selecționat și amplificat de tranzistorul T_1, subpurtătoarea amplificată de tranzistoarele T_2 și T_3, obținută pe seama dublării frecvenței-pilot cu ajutorul diodelor AA121 și, în punctul B semnalul sumă extras de la intrare cu ajutorul filtrului R_1C_1.

Examinînd cu atenție amplificatorul T_1, observăm că acesta este supus unei contra reacții selective (rezistența de emitor este decuplată de un condensator de capacitate redusă) cu scopul atenuării semnalelor sumă care pe această cale nu sînt dorite. Frecvența-pilot se regăsește în circuitul de emitor al tranzistorului T_1, de unde este trecută prin filtrul L_3 acordat cu 2,2 nF și aplicată unui dublor de frecvență. Nivelul subpurtătoarei obținută în acest fel este relativ mic, motiv pentru care el este ridicat cu ajutorul amplificatorului echipat cu tranzistoarele T_2 și T_3. Acesta din urmă are drept sarcină un circuit acordat avînd priza mediană pusă la masă. La capătul opus celui la care este conectat tranzistorul, bobina L_4 primește semnalul diferență + benzile laterale amplificate de T_1. În această situație în punctul D se obține semnalul $+(L-R)$, iar în punctul E semnalul $-(L-R)$. Combinate cu semnalul $(L+R)$,

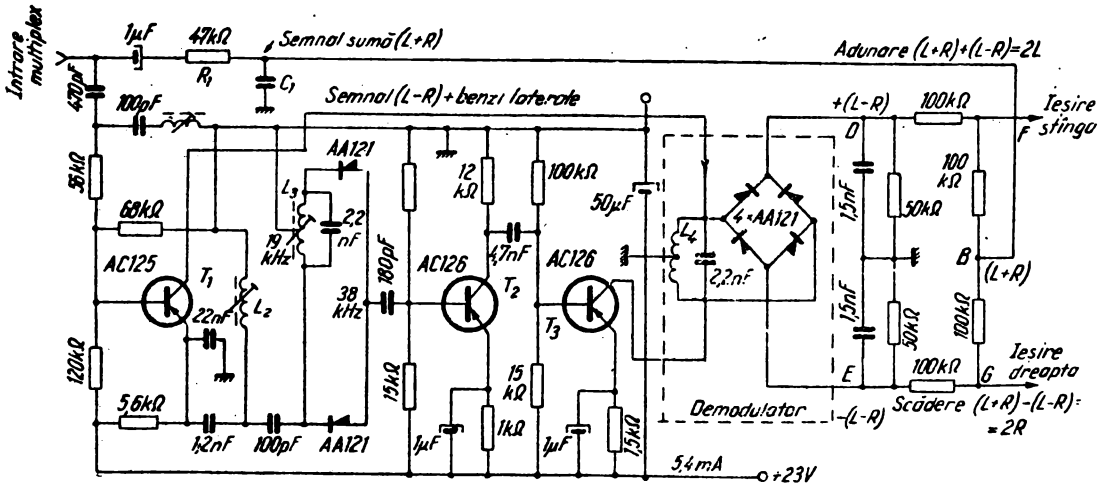


Fig. IV.18. Schema practică a unui decodor cu însumare.

aplicat în punctul B, aceste semnale reconstituie în punctele F și G informația transmisă pe calea stîngă, respectiv pe cea dreaptă.

Privind schema în ansamblu se observă că este destul de complicată, conținînd un număr relativ mare de piese. Mai simple și cu performanțe mai bune sînt schemele cu comutare, motiv pentru care sînt și cele mai frecvent întîlnite.

În fig. IV.19 este prezentată o asemenea schemă.

Semnalul multiplex este aplicat la intrarea unui repetor emitor cuplat direct cu tranzistorul T_2. În circuitul de emitor al acestui tranzistor este dispusă o rezistență pe care se regăsește semnalul multiplex, iar în circuitul de colector este montat un transformator acordat pe frecvența de 19 kHz, care extrage semnalul-pilot. Acesta din urmă este aplicat pe baza tranzistorului T_3, a cărui polarizare a fost aleasă astfel încît să lucreze în clasă B. Distorsionarea puternică care se produce din acest motiv dă naștere unei însemnate armonici, extrasă din circuitul de colector de un transformator acordat pe 38 kHz. Secundarul acestuia este simetric și prezintă frecvențe subpurtătoare cu tensiuni în antifază. Pe priza mediană a secundarului se aplică semnalul multiplex provenit de pe rezistența de emitor a tranzistorului T_2.

Subpurtătoarea comandă deschiderea diodelor $D_1 \dots D_4$ care realizează detecția sincronă a ansamblului de semnale permițînd restabilirea tensiunilor de AF corespunzătoare căilor stînga și dreapta. Urmează pe fiecare cale celule de filtraj care înlătură resturile de înaltă frecvență.

În fig. IV.20 este prezentată o altă schemă de decodor sincron, care este puțin deosebită datorită existenței a două punți detectoare separate.

Examinînd această schemă se constată că tranzistorul T_1 este un etaj separator. În circuitul lui de colector se regăsesc semnalele sumă și informația diferență, în timp ce în circuitul de emitor este dispus un circuit acordat pe 19 kHz, care extrage frecvența-pilot. Aceasta este amplificată de tranzistorul T_2, trecută printr-un dublor de frecvență pentru a restabili subpurtătoarea care este amplificată de tranzistorul T_3. În secundarul transformatorului sînt conectate două punți comutate alternativ în ritmul subpurtătoarei de 38 kHz. Acestea se deschid și se închid efectuînd detecția

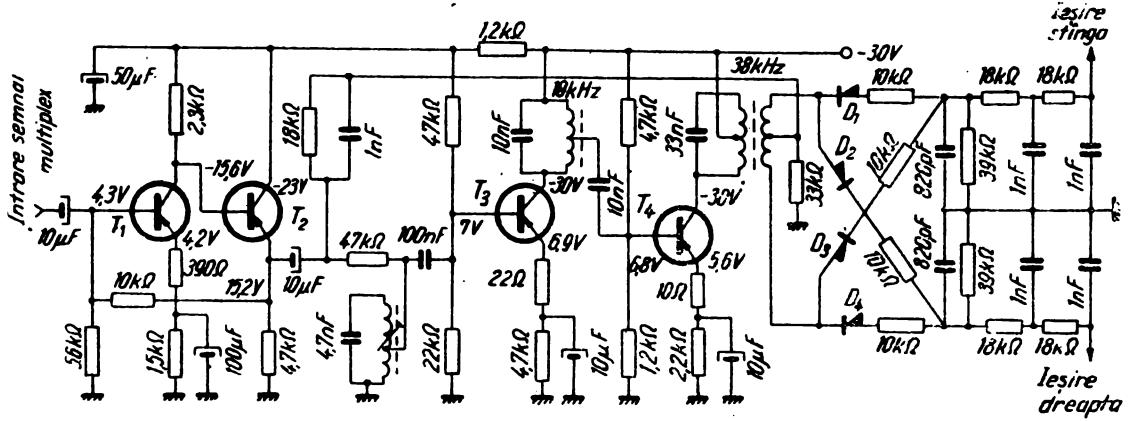


Fig. IV.19. Schema practică a unui decodor tip comutare.

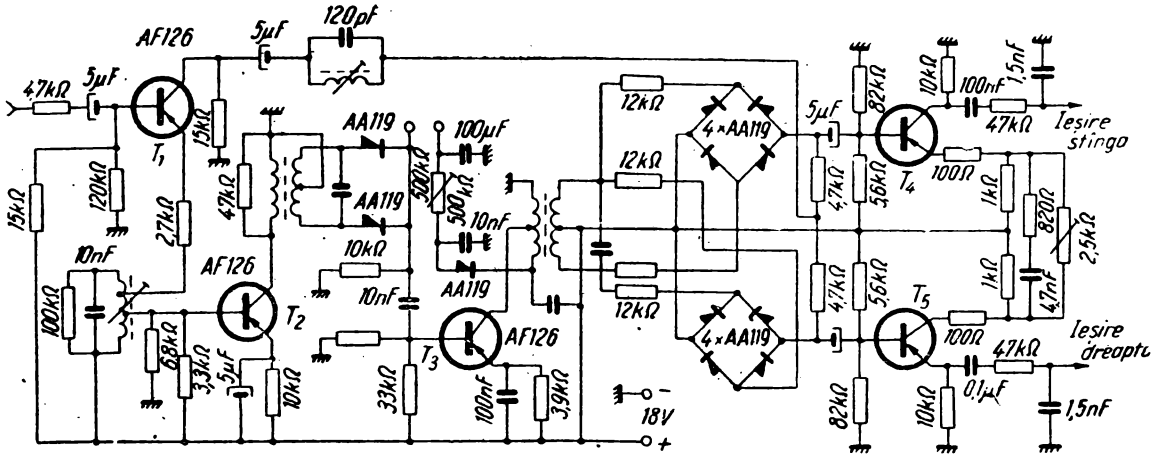


Fig. IV.20. Variantă de decodor sincron.

sincronă și separarea semnalelor provenite de la calea stîngă și calea dreaptă pe care le aplică tranzistoarelor T_4 și T_5 ce joacă rolul unor amplificatoare de AF.

În fig. IV.21 este prezentată schema unui decodor automat.

Montajul acestui decodor urmărește reducerea la minimum a zgomotelor și trecerea automată la funcționarea monofonică în absența unei frecvențe-pilot. Urmărind schema în sensul în care este parcursă de semnal, întîlnim la început un etaj separator. Aceasta prezintă semnalul multiplex pe rezistența de emitor, urmînd ca din circuitul de colector filtrul de bandă $L_2C_5 - L_3C_7$, cuplat suplimentar prin condensatorul C_6, să extragă frecvența-pilot. Aceasta este aplicată simultan unui amplificator selectiv acordat pe 19 kHz și unui amplificator de declanșare.

Semnalul de la ieșirea amplificatorului de declanșare este detectat și filtrat, urmînd a fi folosit drept polarizare negativă pentru amplificatorul selectiv realizat cu T_2. Rezistența de emitor a amplificatorului de declanșare a fost lăsată nedecuplată, mărindu-se în acest fel impedanța de intrare a etajului, cu scopul de a se evita amortizarea filtrului dublu. În afară de negativarea transmisă de amplificatorul de declanșare, tranzistorul T_2 mai este polarizat și de un divizor potențiometric ce aplică o tensiune continuă reglabilă pe emitorul tranzistorului. Această tensiune, fiind cu plusul la masă, tinde să blocheze tranzistorul, opunîndu-se tensiunii furnizate de tranzistorul T_5, care tinde să-i mărească curentul. Este evident că prin manipularea potențiometrului R_7 se poate stabili un prag sub care amplificatorul este blocat și decodorul nu mai funcționează. Prin aceasta se reduce considerabil zgomotul introdus de funcționarea decodorului în cazul unei emisiuni monofonice. Este interesant de remarcat că, datorită selectivității însemnate, introdusă atît de filtrul $L_2C_5 - L_3C_7$ cît și de L_cC_{13}, zgomotul de fond admis în absența undei subpurtătoare și, implicit, tensiunea de polarizare aplicată pe T_2 sînt mici, chiar în comparație cu nivelul undei subpurtătoare de 19 kHz provenite de la un emitor cu cîmp foarte slab. Ca urmare se produce o discriminare foarte netă între tensiunile de suflu și tensiunile datorate unei frecvențe-pilot de foarte slabă amplitudine.

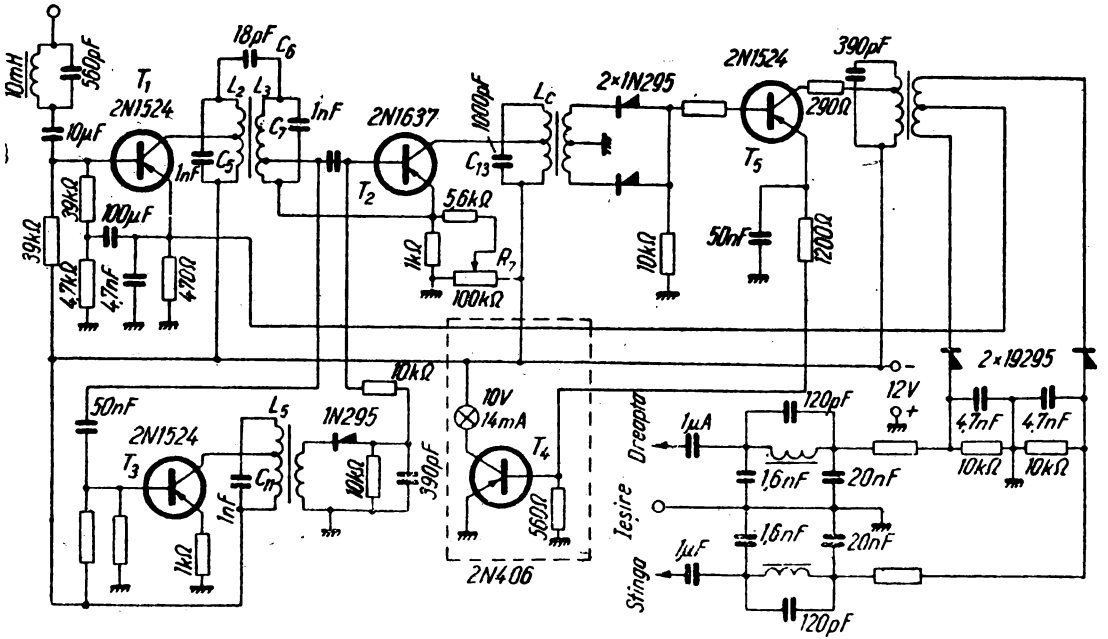


Fig. IV.21. Schema unui decodor automat.

Este de observat că atunci cînd tranzistorul T_2 conduce, pe R_6 apare o fracțiune din semnalul amplificat, care pentru tranzistorul T_5 se adaugă la semnalul ce urmează a fi amplificat. Datorită efectului de limitare al etajului echipat cu T_2 tensiunea alternativă de pe R_6 variază relativ puțin cu nivelul semnalului-pilot, ceea ce face ca punctul de funcționare al acestui tranzistor să se modifice relativ puțin.

În prezența unei subpurtătoare tranzistorul T_2 se deblochează, amplificînd subpurtătoarea pe care, prin intermediul filtrului L_4C_9 o aplică unui dublor de frecvențe. Dublorul, fiind cuplat direct cu tranzistorul T_3, aplică acestuia nu numai armonica a doua, dar și componenta continuă rezultată la detecția prin dublor. În aceste condiții filtrul L_5C_{11}, dispus în circuitul de colector al acestui tranzistor, extrage subpurtătoarea de 38 kHz pe frecvența căreia este acordat, în timp ce rezistențele R_{10} și R_{19} permit obținerea unei componente continue proporționale cu nivelul semnalului-pilot. Cu aceste componente continue se comandă deschiderea tranzistorului T_4, în al cărui circuit de colector este dispus un bec de semnalizare. Ca atare, acest bec se ilumineză atunci cînd receptorul este acordat pe un emițător care transmite emisiuni stereo cu frecvențe-pilot.

Subpurtătoarea de 38 kHz este aplicată de secundarul cu priza centrală la două diode montate în același sens. Pe priza mediană se aplică semnalul multiplex extras de pe emitorul tranzistorului T_1 îndeplinindu-se astfel toate condițiile de funcționare ale unui decodor cu însumare. La ieșirea celor două grupuri de detecție se obține separat informația provenită de la canalul stînga și de la canalul dreapta. Această informație este dezaccentuată, apoi filtrată de restul de înaltă frecvență și aplicată la intrarea amplificatoarelor de AF. Circuitele L_7C_{19} și L_8C_{20} sînt rejectoare pentru frecvența de 38 kHz.

Din toate aceste exemple rezultă că marea majoritate a decodoarelor construite în prezent folosesc drept etaje selective etaje ce conțin circuite LC, ale căror bobine sînt dispuse în oale de ferită cu permeabilitate mare. Deși simple ca schemă, aceste montaje au dezavantajul de a fi scumpe, deoarece bobinele necesită un număr mare de spire de sîrmă subțire și sînt destul de dificil de realizat. Apoi reglajul lor este destul de complicat. De aceea s-au studiat și s-au

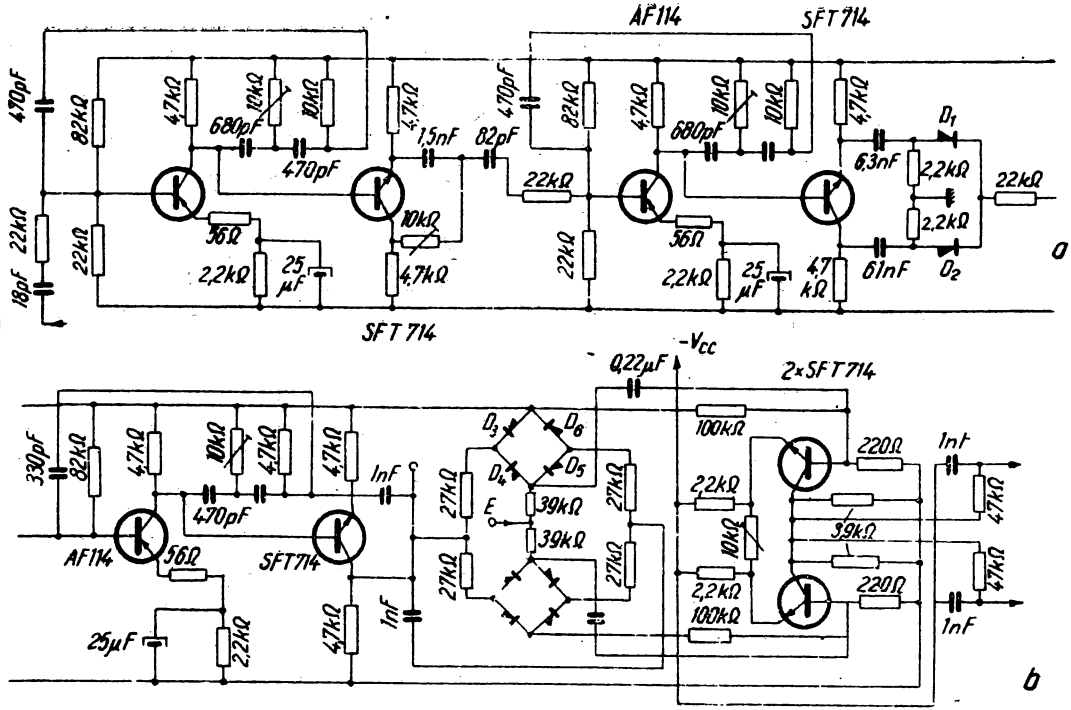


Fig. IV.22. Circuit selectiv RC.

pus la punct montaje în care etajele selective se realizează fără bobine, numai cu elemente *RC*. Acestea sînt, în general, montaje de oscilatoare *RC* în care se includ şi reacţii negative, cu scopul de a împiedica amorsarea oscilaţiilor, păstrînd totuşi montajul într-un domeniu în care prezintă o selectivitate normală. Dezavantajul acestor sisteme este că, din motive de stabilitate, selectivitatea obţinută pe etaj este ceva mai mică decît în cazul etajelor LC. Se poate însă ajunge la performanţe similare prin mărirea numărului etajelor, ceea ce nu este prea dezavantajos, deoarece în general un tranzistor costă mai puţin decît o bobină care să prezinte un *Q* ridicat la frecvenţe de ordinul zecilor de kiloherţi. În ultimul timp predilecţia pentru decodoarele, „fără bobine" a crescut datorită extinderii circuitelor integrate. Într-adevăr, se ştie că posibilităţile actuale de realizarea circuitelor integrate pe suport semiconductor nu permit realizarea directă a inductanţelor mari. Din cauza aceasta, de cîte ori se pune problema integrării unui circuit, acesta nu se priveşte ca schemă, ci ca funcţie, înlocuindu-se schemele care conţin piese ce nu se pretează la microminiaturizare cu scheme cu performanţe finale echivalente care însă se pretează la realizarea circuitelor integrate.

În fig. IV.22 este reprezentată schema unui decodor, în a cărui construcţie s-a evitat folosirea bobinei.

Examinînd această schemă se remarcă apariţia de trei ori a unui circuit de tipul celui din fig. IV.23. Se recunoaşte uşor schema oscilatorului cu triplă celulă de defazare, care are însă în emitor şi o reacţie negativă menită să împiedice amorsarea oscilaţiilor. Cuplat direct cu amplificatorul selectiv acordabil (una din rezistenţele celulei de defazare este reglabilă) se află un separator, de fapt un defazor cu sarcină divizată, care prezintă la ieşire semnale de aceeaşi amplitudine, dar în opoziţie de fază.

La ieşirea din defazor se află un circuit de corecţie a fazei (se recunoaşte clasicul circuit de defazare cu amplitudine constantă reamintit în fig. IV.24). Rostul acestei circuit este de a corecta inevitabilele defazaje nedorite care apar la trecerea semnalului prin diferitele etaje. Al doilea „bloc" selectiv nu este urmat de un corector de fază, ci de un redresor cu două alternanţe. La ieşirea din acesta se obţin semialternanţe, a căror frecvenţă de repetiţie este egală cu dublul

frecvenţei semnalului din care provin. Un al treilea bloc selectiv alege fundamentala acestui şir de impulsuri care, evident, că are frecvenţa egală cu frecvenţa de repetiţie a impulsurilor şi deci cu dublul frecvenţei semnalului selectat de primul bloc. Şi acest bloc are la ieşire un defazor care aplică semnale în antifază pe o punte complexă, de tipul celei din fig. IV.25, şi care este de fapt similară celei din

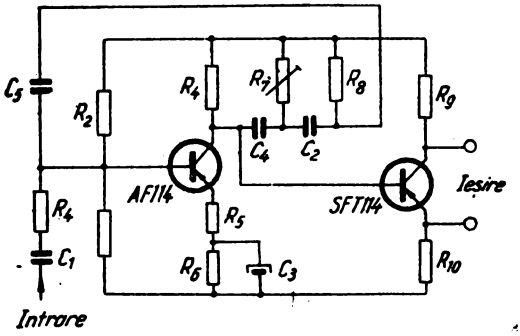


Fig. IV.23. Schema unui decodor fără bobine.

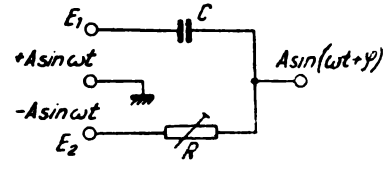


Fig. IV.24. Circuit de defazare cu amplitudine constantă.

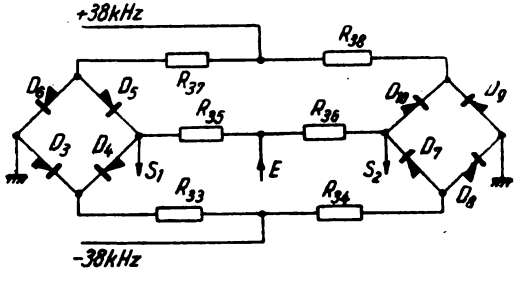


Fig. IV.25. Schema de ansamblu a demodulatorului cu două punţi.

fig. IV.20. Pe această punte se aplică și semnalul multiplex de la intrare, în vederea unei decodări prin comutare. Într-adevăr, se recunoaște ușor că dacă amplitudinea acestui semnal este mică în comparație cu nivelul semnalului de 38 kHz, o alternanță deschide diodele uneia dintre cele două punți, urmînd ca semialternanța cealaltă să le închidă și să le deschidă pe cele ale celeilalte punți.

În felul acesta punctele S_1 și S_2 sînt puse la masă pe rînd, ceea ce face ca semnalul aplicat în punctul E să se îndrepte pe rînd, cînd spre S_1 cînd spre S_2.

În mod implicit se realizează atît detecția cît și separarea căilor. Amplificatorul separator care urmează este prevăzut cu un reglaj care permite combinarea tensiunilor E_A și E_B, astfel ca pe colectorul unui tranzistor să se găsească numai semnalul A, iar pe celălalt, numai B. La ieșire sînt montate filtrele de dezaccentuare care au fost suprimate la discriminator.

Chiar fără o acordare perfectă a amplificatoarelor acordate, acest decodor permite o separare a canalelor de ordinul a 20 dB. Un reglaj corespunzător, care însă pretinde o aparatură mai complexă, permite împingerea acestui raport pînă la 40 sau chiar 50 dB. Aceste valori nu sînt însă utile decît dacă și partea receptorului care precede decodorul este de foarte bună calitate.

Faptul că exemplele date pînă acum la descrierea decodoarelor au fost luate din domeniul montajelor tranzistorizate, nu este întîmplător, ci legat atît de faptul că tendința actuală, în ceea ce privește radioreceptoarele este trecerea spre tranzistoare, cît și faptul că, în general, cu oarecare modificări, prin simpla adăugare a unui decodor și a încă unui bloc de AF orice receptor MF poate fi transformat într-un receptor pentru emisiuni stereo. Cum operația de implantare a unui decodor într-un montaj existent este cu atît mai ușoară cu cît gabaritul decodorului este mai puțin stînjenitor, rezultă clar că construcțiile preferate sînt cele mici.

Totuși, datorită, pe de o parte, dificultăților de includere a blocurilor tranzistorizate în receptoarele echipate cu tuburi și, pe de altă parte, datorită faptului că decodorii cu tuburi conțin în general mai puține elemente active decît

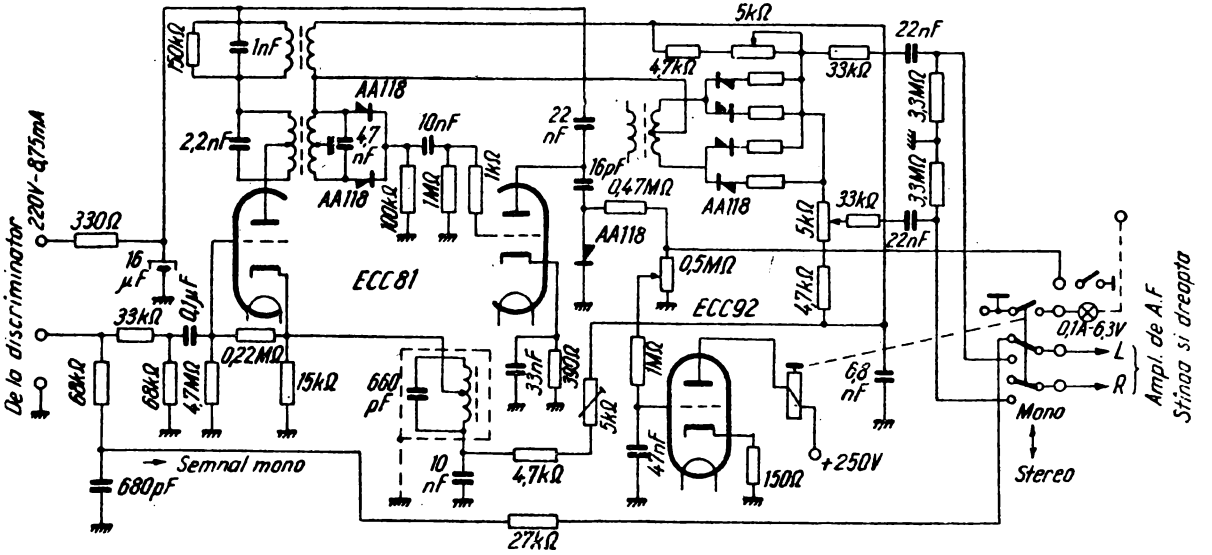


Fig. IV.26. Decodor cu tuburi electronice.

cele tranzistorizate, numeroase firme au fabricat şi continuă să fabrice decodoare echipate cu tuburi electronice.

Schema unui astfel de decodor, echipat cu tuburi electronice şi realizat de firma Grundig sub denumirea de „Stereo decodor 6", este prezentată în fig. IV.26.

Echipat cu dubla triodă ECC81 şi cu trioda EC 92, aceasta din urmă avînd doar rolul de comutator automat mono-stereo, montajul este relativ simplu. Într-adevăr, prima jumătate a tubului ECC81 este folosită ca separatoare, semnalele multiplex apărînd la bornele rezistenţei de catod, iar frecvenţa-pilot extrăgîndu-se din circuitul anodic cu ajutorul unui transformator acordat.

Secundarul acestui transformator este conectat la un dublor de frecvenţă cu două diode semiconductoare 2AA118, care reconstituite subpurtătoarea de 38 kHz. Aceasta este amplificată, după care este regăsită în circuitul de sarcină al celei de-a doua secţiuni a dublei triode. Detectorul echipat cu 4 diode AA118 realizează totodată şi separarea căilor. Prezenţa unei emisiuni stereo caracterizîndu-se prin existenţa subpurtătoarei, aceasta din urmă este folosită şi pentru comanda unui indicator vizual. Într-adevăr, de la circuitul de sarcină al amplificatorului subpurtătoarei se extrage o tensiune care, detectată, polarizează tubul EC92, blocîndu-l. Întrerupîndu-se curentul anodic al acestui tub se declanşează releul care comandă comutatorul mono stereo, conectînd intrarea etajelor de AF la ieşirea decodorului şi alimentînd un bec indicator. În ipoteza unei emisiuni monofonice caracterizată prin lipsa subpurtătoarei nu se aplică nici o tensiune de blocare pe grila tubului care conduce şi prin intermediul releului conectează intrarea de AF prin intermediul filtrului de dezaccentuare direct la ieşirea discriminatorului.

Evident că mai pot fi date şi alte exemple de montaje decodor, unele dintre ele permiţînd obţinerea unor performanţe excepţionale şi a unui înalt grad de automatizare. Este însă cazul să se atragă atenţia că existenţa unui decodor de bună calitate nu rezolvă problema unei recepţii stereo de înaltă fidelitate, deoarece la acesta concurează şi performanţele etajelor dinaintea şi din urma decodorului. Este deosebit de important ca banda de trecere a etajelor de IF să fie suficient de largă, pentru a permite trecerea întregului

spectru de frecvenţe necesar, să nu se introducă defazaje ce nu mai pot fi corectate, iar caracteristica discriminatorului să fie liniară pentru toate componentele care interesează. În sfîrşit, evident că etajele de AF trebuie să contribuie cît se poate de puţin la distorsiunile dobîndite de semnal pînă a ajunge la ele. În ceea ce priveşte aceste etaje de AF ale aparatelor stereo, acestea sînt de obicei formate din două lanţuri identice, fiecare lanţ fiind comandat de către una din cele două căi.

CAPITOLUL V

ETAJE AMPLIFICATOARE DE AF

1. GENERALITĂŢI

Dacă la începuturile radiofoniei principalele condiţii care se puneau unui radioreceptor erau cele de inteligibilitate a mesajului transmis, în ultimele decenii accentul s-a pus mai mult pe fidelitate, respectiv pe reproducerea programului transmis astfel încît să se deosebească cît se poate de puţin de cel de la emisie. La prima vedere, fidelitatea înseamnă transmiterea, fără preferinţă, a tuturor frecvenţelor audio şi reproducerea acestora fără distorsiuni de neliniaritate.

Întrucît contribuţia cea mai mare la distorsiunile unui receptor MA o au etajele de AF, ele au făcut obiectul unor studii deosebite. Ulterior aceste studii au fost incluse într-o preocupare mai generală, aplicată tuturor tipurilor de amplificatoare de AF, anume preocuparea de înaltă fidelitate „Hi Fi".

Deşi, în primul rînd, preocuparea de „Hi Fi" a fost legată de amplificatoarele de picup, magnetofon, microfon etc, ea a fost extinsă şi asupra etajelor de AF ale receptoarelor.

Studiile care s-au făcut au scos în evidenţă o serie de concluzii neaşteptate. Astfel, de exemplu, s-a demonstrat că pentru redarea dinamicii unui program, puterile obişnuite de 2—3 W sînt insuficiente şi că, pentru a asigura un răspuns corect la fenomene tranzitorii, banda de trecere

ebuie să fie mai mare decît banda de AF. Preocuparea entru răspunsul la fenomene tranzitorii a condus la studii gate de reţelele de reacţie şi de stabilitatea montajelor, ăcîndu-se totodată propuneri concrete de sisteme de măsură apabile a aprecia această comportare (măsurători cu impulsuri dreptunghiulare etc.).

În ceea ce priveşte puterea maximă, ce urmează a fi edată, s-au propus o serie întreagă de limite mai mult sau ai puţin justificate : 10, 20; 30 şi chiar 100 W. Evident ă scopul principal nu este asigurarea unei puteri care eventual să destrame hainele auditoriului, ci pur şi simplu, ca o putere medie normală, să zicem 0,1 W, să asigure o inamică corespunzătoare. Într-adevăr, să presupunem că n program sonor are niveluri care pot diferi între ele cu 0 dB şi că se admite că aceste variaţii sînt, de fapt, de -30 dB în jurul unei puteri medii. Dacă se consideră că ivelul minim nu trebuie să se piardă în fondul de zgomot l unei încăperi liniştite, atunci puterea medie trebuie să fie e cel puţin 50 mW. Aceasta înseamnă că un pasaj fortissimo nplică un semnal de cel puţin 30 de ori mai mare, decît el corespunzător puterii medii respectiv o putere de aproape 000 de ori mai mare, aşadar de 50 W. Mai mult chiar, acă zgomotul rezidual al încăperii implică o putere medie ai mare, atunci se justifică şi puteri de 100 W. În realitate, isă, aceste vîrfuri de putere apar atît de rar şi sînt atît e scurte, încît o eventuală renunţare la ele trece uşor nebservată. Din cauza aceasta, amplificatoarele de AF de altă fidelitate au puteri care, de obicei, se grupează în jur e 15 W. Bineînţeles, aceasta implică o oarecare sacrificare oretică a calităţii.

În ceea ce priveşte banda de trecere şi distorsiunile, recum şi răspunsul la tranzitorii, un aliat de nepreţuit s-au ovedit a fi sistemele de reacţie. Acestea au permis realizarea unor distorsiuni de neliniaritate de ordinul a 1—3% înă la puteri destul de apropiate de puterea maximă „nedistorsionată" care, precum se ştie, este definită convenţional atingerea nivelului de distorsiuni de 10%.

Preocupările de Hi-Fi au făcut ca etajele de AF să nu ai fie satisfăcute de programele obţinute la ieşirea dintr-un etector obişnuit MA. Aceasta, în primul rînd, pentru că, u excepţia posturilor locale, toate programele recepţionate

de la distanţă sînt însoţite într-o măsură mai mare sau mi mică de zgomote. Apoi, pentru că, chiar de la emisie, band frecvenţelor înalte este parţial sacrificată, şi că la aceast acţiune nefastă contribuie din plin şi selectivitatea receptoa relor MA care, atenuînd benzile laterale, implicit taie frecvenţele înalte ale programului de AF. Întrucît acest deficienţe sînt legate strîns de sistemul de transmitere c MA, preferinţa a trecut asupra sistemelor de transmisiun cu MF. Precum se ştie, aceste sisteme permit o considerabil atenuare, atît a zgomotelor ataşate pe drum, cît şi a celo proprii ale receptorului, apoi de la emisie se transmite în tregul spectru de AF. În sfîrşit, neliniaritatea etajelor stri bătute afectează foarte puţin semnalul pînă la detecţi deoarece informaţia este conţinută în variaţiile de frecvenţ şi nu de amplitudine. Compatibilitatea calităţii semnalul obţinut la ieşirea dintr-un discriminator cu calitatea semna lului oferit de un microfon, un picup sau un magnetofo a făcut ca instalaţiile de înaltă fidelitate să nu se mărg nească la amplificatoarele de AF, ci să cuprindă şi tune sau eventual ambele soluţii, care de fapt reprezintă un recep tor de înaltă fidelitate.

Deşi compresia dinamicii realizată la emisie reduce cerin ţele de putere maximă la niveluri de ordinul a 5—10 W pentr a se realiza un compromis între acest nivel şi cel cerut d sursele directe de program de AF, pentru receptoare semiprofesionale se acceptă puteri la ieşire care rareori dep şesc 15 W.

Aceste receptoare, datorită performanţelor superioar au şi un preţ de cîteva ori mai ridicat decît receptoare uzuale; cu toate acestea, numărul lor creşte mereu, dovedin încă o dată preferinţa spre înalta fidelitate.

Întrucît ultima cerinţă de fidelitate, cea a recunoaşter poziţiei sursei sonore, s-a bucurat de un deosebit succe justificînd apariţia instalaţiilor stereofonice de audiofre venţă, atenţia cercetătorilor s-a concentrat pentru im ginarea unor sisteme care să permită transmisii radio stere fonice. Aşa cum s-a arătat, dintre diferitele sisteme propus cel mai avantajos s-a dovedit a fi sistemul multiplex car în afară de necesitatea introducerii unui decodor şi de inev tabila dublare a etajelor de AF (sînt necesare două amp ficatoare separate unul dreapta altul stînga), impune foar

nici modificări în structura generală a radioreceptorului pentru emisiuni de MF.

Din acest motiv, majoritatea receptoarelor de calitate superioară actuale sînt receptoare stereofonice.

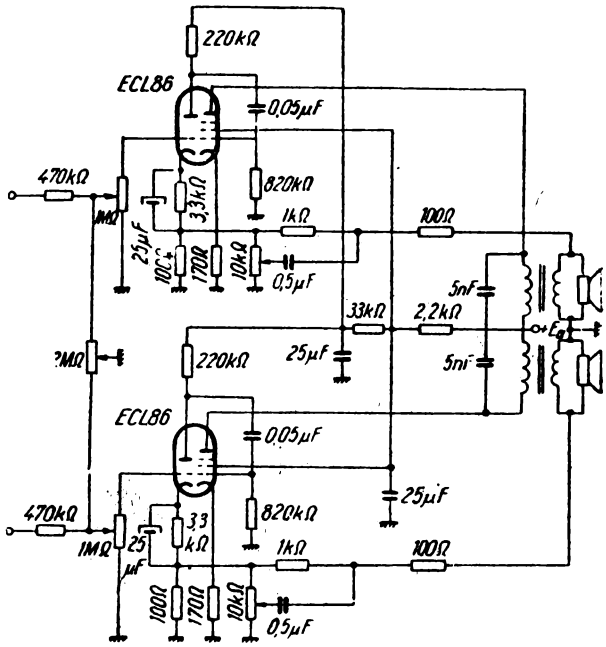


Fig. V.1. Montaj clasic de etaje de AF cu tuburi.

Succesul tuturor acestor tendinţe de înaltă fidelitate impus o reconsiderare a schemelor etajelor de AF, modificîndu-se circuitele şi chiar adaptînd din tehnica Hi-Fi toate elementele care aduc cîştiguri însemnate de calitate, fără să crească în mod exagerat preţul de cost.

Dacă şi în prezent se mai realizează receptoare cu tuburi şi, implicit şi etaje de AF cu tuburi, cum ar fi montajul clasic din fig. V.1, tendinţa de trecere la montaje tranzistorizate este vădită. Este interesant de remarcat că tranzistorizarea etajelor de AF nu se face din motive de omo-

genitate a întregului receptor, ci pentru că etajele de AF tranzistorizate au, așa cum se va arăta, o serie întreagă de avantaje asupra montajelor cu tuburi.

2. ETAJE DE AF CU TRANZISTOARE

Deși, din punct de vedere istoric, primele etaje tranzistorizate au fost etajele de AF ale radioreceptoarelor totuși pînă relativ recent, din motive de ordin economic tranzistorizarea acestor etaje s-a impus numai la receptoarele portabile și la cîteva tipuri simple de receptoare staționare la care economia de energie electrică este mai importantă decît prețul de cost.

Într-adevăr, rolul îndeplinit de un singur tub, ce-i drept dublu (triodă-pentodă finală), revine în cazul receptoarelor portabile unor montaje cu trei sau chiar patru tranzistoare. Lăsînd la o parte faptul că pînă relativ recent prețul tranzistoarelor era mai ridicat decît al tuburilor, și prețul celorlalte componente este mai mare. Aceasta deoarece, în general un etaj cu tranzistoare necesită mai multe piese decît unul cu tuburi și pentru că din motive de adaptare sînt deseori necesare transformatoare, piese prin definiție mari, scumpe și grele. Ieftinirea tranzistoarelor și îmbunătățirea performanțelor lor au făcut ca anumite avantaje ale etajelor tranzistorizate să învingă dezavantajele de preț și, la performanțe egale, prețurile să devină mai avantajoase în cazul montajelor tranzistorizate. Un prim exemplu este cel al amplificatoarelor pentru semnale mici. Se știe că tranzistoarele avînd impedanțe de intrare mici „culeg" mult mai puțin zgomot decît tuburile. Dacă se ține seama de sporul de preț adus de diferitele ecrane care protejează un transformator de microfon (care devine inutil în cazul unui amplificator tranzistorizat) și se compară cu prețul unui etaj tranzistorizat echivalent, se constată că acesta este mai ieftin.

Un alt exemplu este cel al amplificatoarelor de putere medie (de ordinul zecilor de wați). Randamentul global mai mare al montajelor tranzistorizate face ca puterea absorbită de la rețea pentru fiecare wat de putere utilă să fie mai mică și, implicit, transformatorul de rețea rezultă mai mic și mai ieftin.

Continua îmbunătățire a montajelor cu tranzistoare, pe de o parte, și, pe de altă parte, faptul că etajele de AF cu tuburi se află de mai mulți ani „pe palier", întrucît cu excepția unor ușoare perfecționări ele nu au prezentat noutăți spectaculoase, a făcut ca atenția fabricanților să se îndrepte spre montajele cu tranzistoare. De aceea, cele mai multe noutăți s-au înregistrat în acest domeniu.

Din punct de vedere istoric, primele etaje de AF cu tranzistoare au fost cele ale aparatelor portabile care, pentru a avea un consum redus, aveau etajele finale în contratimp clasă B. Atît problema defazării semnalului de atac, cît și cea a adaptării între etaje sau a adaptării cu sarcina, au fost lăsate pe seama transformatoarelor. În cazul aparatelor mici, din cauza benzii de trecere reduse și a puterii de ieșire relativ mici, transformatoarele au putut fi și ele realizate în dimensiuni reduse.

În cazul aparatelor portabile mai mari, o dată cu creșterea pretențiilor de calitate au crescut și dimensiunile transformatoarelor. Prețul acestora, adăugat la cel al numărului mare de tranzistoare și de piese anexe a reprezentat un inconvenient serios.

În cazul aparatelor staționare, de cele mai multe ori alimentate de la rețea, problema consumului de energie nemaifiind importantă, o dată cu apariția tranzistoarelor de putere s-a trecut la montaje în clasă A simple, similare ca structură montajelor cu tuburi electronice.

Aceste etaje necesită mai puține piese decît cele în contratimp, însă păstrează în structura lor un transformator de ieșire sau cel puțin o bobină de șoc care, din punctul de vedere al prețului, este echivalentă (fig. V.2). Puterea utilă la ieșirea amplificatorului prezentat este de 4 W; pînă la 3 W distorsiunile se mențin sub 2%.

Caracteristica de frecvență este liniară între aproximativ 80 și 15 000 Hz, și este determinată — în cea mai mare măsură — de posibilitățile oferite de transformatorul de ieșire care este deosebit de voluminos. Pentru a se putea obține puterea de 4 W, fără a se depăși curentul maxim al tranzistorului, tensiunea de alimentare a fost mărită pînă la nivelul maxim admis. Deoarece în aceste condiții puterea ce trebuie disipată depășește posibilitățile tranzistorului final, în vederea menținerii temperaturii de lucru la limite

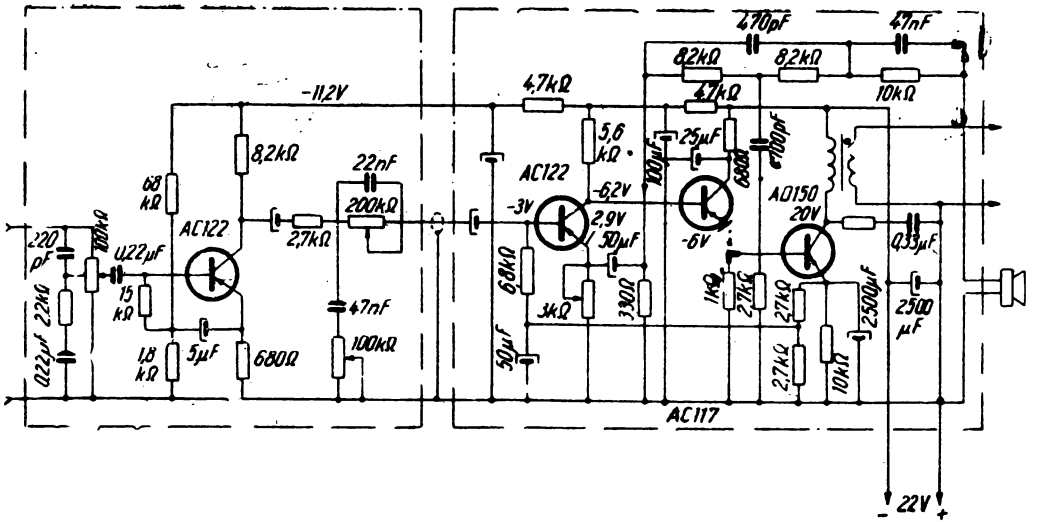


Fig. V.2. Schema blocului de AF al radioreceptorului Telefunken „Operette".

cceptabile, tranzistorul se montează pe un radiator masiv u aripioare pentru mărirea suprafeței de răcire. În vederea vitării unui scurtcircuit la suprafața de montare a tranzisorului (colectorul este legat la corpul tranzistorului care eci este „cald", iar radiatorul este prins pe șasiu care este rece"), între acesta și radiator s-a intercalat o foiță de mică nsă cu ulei de silicon. Aceasta asigură o rezistență termică estul de mică izolînd totodată, din punct de vedere electric, orpul tranzistorului de radiator.

Este de reținut faptul că piesa cea mai dificilă a acestui montaj este transformatorul de ieșire.

Dacă în cazul etajelor simple în clasă A problema transormatorului este cea a unui singur transformator, în cazul tajelor în contratimp, pînă relativ recent, ea includea și roblema transformatorului defazor. Întrucît etajele tranistorizate s-au impus, în primul rînd, pentru receptoarele ortabile, la care din motive de economie de curent etajele n contratimp sînt cvasiobligatorii, problema eliminării ransformatoarelor a devenit principalul domeniu de investigație în activitatea de cercetare. Rezultatele au fost destul e bune, elaborîndu-se montaje care evită complet folosirea ransformatoarelor. Mai mult chiar, comparîndu-se schemele laborate, cu încercările făcute în același scop la montajele u tuburi, s-a constatat că tranzistoarele se pretează mai șor și mai convenabil înlăturării complete a transformaoarelor de cuplaj și de adaptare cu sarcina (ieșire). Într-devăr, deși în cazul receptoarelor cu tuburi există soluții e cuplare directă a etajului final cu difuzorul, chiar pentru montaje simple clasă A, soluția implică atît tuburi speciale EL86) cît și difuzoare speciale cu impedanțe de ordinul utelor de ohmi. Inconvenientele acestui montaj au făcut a el să rămînă doar o curiozitate abandonată. Faptul că montajele tranzistorizate au aceste avantaje este, așa cum -a mai arătat, unul din factorii decisivi în impunerea tranistorizării receptoarelor.

Ținînd seamă de numeroasele lucrări efectuate, se poate firma că cea mai importantă noutate în domeniul etajelor e audiofrecvență este realizarea amplificatoarelor fără ransformatoare.

a. **Eliminarea transformatorului de ieşire.** Dintre mon tajele propuse în vederea eliminării transformatoarelor d ieşire cel mai avantajos este cel prezentat schematic î fig. V.3.

Specifică acestui montaj este prezentarea celor dou tranzistoare în serie faţă de tensiunea de alimentare şi conec tarea difuzorului la puno tul comun al celor dou tranzistoare finale. Se re cunoaşte uşor că prin a cest aranjament se aplic pe difuzor impulsuri avîn o tensiune de vîrf apropiat de jumătatea tensiunii d alimentare şi un curent c poate fi egal cu curentu maxim al tranzistoarelo Aceasta înseamnă că poate obţine o putere :

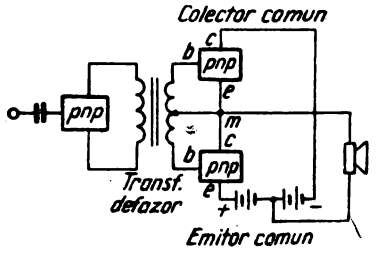


Fig. V.3. Schema-bloc a unui etaj de AF fără transformator de ieşire.

$$P = \frac{U_M I_M}{2} = \frac{I}{2}\left(\frac{E}{2} - E_r\right)\frac{\frac{E}{2} - E_r}{Z} = \frac{1}{2}\frac{(E - 2E_r)^2}{4Z} =$$

$$= \frac{1}{8}\frac{(E-2E_r)^2}{Z},$$

în care s-a notat cu E_r tensiunea reziduală a tranzistoarelo şi cu E tensiunea sursei de alimentare. Este clar că dacă $E \gg 2E_r$, condiţie uşor îndeplinită dacă $E \approx 10$ V, $P \approx \frac{1}{8}\frac{E^2}{Z}$

Dacă se compară această expresie cu cea obţinută cu mon tajele uzuale, $\left(P \approx \frac{1}{2}\frac{E^2}{Z}\right)$ se constată că totul se petrec ca şi cînd difuzorul ar avea o impedanţă de patru ori ma mare. Invers, dacă sarcina normală a unui etaj clasic est de ordinul a 100 Ω, sarcina ce trebuie conectată la montaju serie este de numai 25 Ω. Din punctul de vedere al construc ţiei difuzoarelor, realizarea unei asemenea impedanţe est dificilă, dar incomparabil mai uşoară decît cea a realizăr

unor impedanţe de ordinul sutelor de ohmi. De fapt, valoarea de 25 Ω este o valoare limită superioară, corespunzătoare obţinerii unei puteri de aproximativ 0,4 W sub o tensiune de 9 V. În cazul admiterii unei puteri mai mari, şi a unor tensiuni mai mici, ceea ce depinde, în primul rînd, de tipul tranzistorului final folosit, valoarea impedanţei difuzorului scade mult intrînd în domeniul valorilor de fabricaţie uzuală. Într-adevăr, pentru a se obţine 1 W sub 6 V este necesară o impedanţă de aproximativ 4 Ω.

Nu trebuie să se omită faptul că în montajul indicat capătul „rece" al difuzorului nu este legat la masă, ci la o priză a sursei, care se află la aceeaşi tensiune continuă ca şi punctul „cald". Datorită acestui aranjament, difuzorul nu este supus unei tensiuni continue şi, implicit, nu este străbătut de nici o componentă continuă. Această soluţie de a scoate difuzorul din calea curentului de alimentare este deosebit de simplă şi de elegantă.

La o comportare similară se poate ajunge şi în lipsa unei surse cu priză mediană, legînd punctul rece al difuzorului la unul din capetele sursei şi intercalînd între celălalt capăt şi punctul *m* (fig. V.3) un condensator de blocare a tensiunii continue. Evident că acest condensator trebuie să fie suficient de mare ca să permită şi trecerea frecvenţelor celor mai joase ale programului de AF. Deşi montajul cu condensator este mai scump decît cel cu alimentare cu priză, el este de preferat, întrucît, în eventualitatea unei asimetrii între tranzistoare, împiedică componenta continuă diferenţă să se închidă prin difuzor (altfel bobina mobilă ar avea o deplasare permanentă, care ar face ca oscilaţiile în cele două sensuri să nu se mai producă în cîmpuri simetrice şi deci să nu mai fie nici ele simetrice).

O altă observaţie este că semnalul extrăgîndu-se de la punctul în care colectorul unuia din cele două tranzistoare finale se leagă la emitorul celuilalt, în mod implicit unul din tranzistoare este repetor pe emitor, iar celălalt este montat normal cu emitorul la masă.

b. **Eliminarea transformatorului defazor.** Eliminarea transformatorului defazor s-a dovedit a fi mult mai dificilă decît înlocuirea transformatorului de ieşire. O primă soluţie este sugerată de împărţirea sarcinii între emitor şi colector

(fig. V.4). În acest caz, dacă se revine la comparaţia cu montajele cu tuburi electronice, situaţia este inversă.

Într-adevăr, soluţia foarte simplă, furnizată în cazul montajelor cu tuburi de defazorul cu sarcină împărţită între catod şi anod, devine incomodă din cauza impedanţei mici prezentată de intrările tranzistoarelor. Aceasta face şi mai neplăcut faptul că impedanţele văzute înspre etajele finale nu sînt de acelaşi ordin de mărime (un tranzistor lucrează în conexiune *EC*, celălalt în conexiune *CC*). Mai mult chiar, utilizarea acestui montaj la receptoarele cu alimentare autonomă s-a dovedit dezavantajoasă în cazul tranzistoarelor finale cu cîştig de ordinul zecilor, din cauză că pentru a furniza impulsurile de comandă necesare, etajul defazor trebuie să aibe un consum de ordinul a 20—30 mA, ceea ce este foarte mult. Realizarea tranzistoarelor cu cîştiguri mult mai mari a redus valoarea impulsului de curent necesar şi totodată şi curentul tranzistorului defazor, care ajunge la aproximativ 12 mA, valoare mare, dar totuşi acceptabilă. În fig. V.5 este prezentată schema unui asemenea aranjament. Curentul prin tranzistorul defazor AC151 este de 12 mA. În circuitele de emitor ale tranzistoarelor finale s-au introdus rezistenţe de 0,5 Ω, cu scopul de a proteja mai bine tranzistoarele faţă de deriva termică şi de a liniariza caracteristicile prin reacţia pe care o introduc. Punctul de funcţionare al tranzistorului final din partea de jos a schemei este determinat de un divizor în care intră un termistor şi o rezistenţă semireglabilă. Celălalt tranzistor final fiind cuplat galvanic cu colectorul defazorului îşi obţine polarizarea pe seama regimului de curenţi al acestuia şi deci a polarizărilor lui.

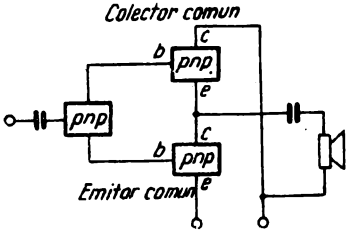


Fig. V.4. Schema-bloc a unui montaj serie fără transformator defazor.

Este de observat că rezistenţa de sarcină din colectorul etajului defazor nu este legată la linia de (—), ci la un punct care are şi un semnal alternativ. Acest semnal fiind dat de

un repetor pe emitor este în fază cu semnalul de pe colectorul defazorului şi aproape egal cu el.

În cazul în care nu se dispune de tranzistoare finale cu cîştig mare, o soluţie pentru reducerea consumului eta-

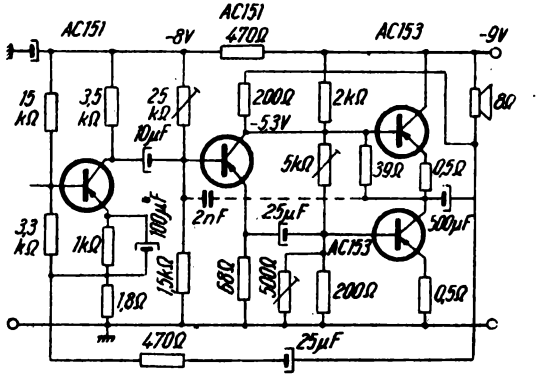


Fig. V.5. Exemplu de amplificator de AF fără transformatoare.

jului defazor constă în a intercala între acesta şi etajele finale a cîte unui tranzistor de adaptare repetor pe emitor şi cuplat direct cu baza tranzistoarelor finale (cuplaj Darlington). Această soluţie, ilustrată în fig. V.6, are dezavantajul de a fi mai scumpă decît cea precedentă, dar este totuşi şi ea avantajoasă, deoarece preţul celor două tranzistoare de adaptare este de acelaşi ordin de mărime cu preţul transformatorului defazor, a cărui eliminare o permit.

O altă soluţie specifică montajelor cu tranzistoare, care însă pînă în ultimul timp era limitată numai la montaje cu putere redusă, este cea a utilizării tranzistoarelor complementare. Într-adevăr, datorită faptului că un semnal dat, aplicat pe tranzistoarele complementare face să crească curentul unuia şi să scadă curentul celuilalt, a permis ca prin intermediul tranzistoarelor complementare să se poată obţine semnale în contratimp, pornind de la acelaşi semnal de intrare. Cu alte cuvinte dispare necesitatea unui etaj defazor. Modul de funcţionare este sugerat de schema-bloc

(fig. V.4). În acest caz, dacă se revine la comparația cu mon tajele cu tuburi electronice, situația este inversă.

Într-adevăr, soluția foarte simplă, furnizată în cazu montajelor cu tuburi de defazorul cu sarcină împărțit între catod și anod, devin incomodă din cauza impedan ței mici prezentată de intră rile tranzistoarelor. Aceast face și mai neplăcut faptu că impedanțele văzute înspr etajele finale nu sînt de a celași ordin de mărime (u tranzistor lucrează în cone xiune *EC*, celălalt în conexi une *CC*). Mai mult chiar, u tilizarea acestui montaj l receptoarele cu alimentare au tonomă s-a dovedit dezavantajoasă în cazul tranzis toarelor finale cu cîștig de ordinul zecilor, din cauz că pentru a furniza impulsurile de comandă necesare, etaju defazor trebuie să aibe un consum de ordinul a 20—30 mA ceea ce este foarte mult. Realizarea tranzistoarelor cu cîș tiguri mult mai mari a redus valoarea impulsului de curen necesar și totodată și curentul tranzistorului defazor, car ajunge la aproximativ 12 mA, valoare mare, dar totuș acceptabilă. În fig. V.5 este prezentată schema unui ase menea aranjament. Curentul prin tranzistorul defazor AC15 este de 12 mA. În circuitele de emitor ale tranzistoarelo finale s-au introdus rezistențe de 0,5 Ω, cu scopul de a pro teja mai bine tranzistoarele față de deriva termică și de liniariza caracteristicile prin reacția pe care o introduc Punctul de funcționare al tranzistorului final din partea d jos a schemei este determinat de un divizor în care intră u termistor și o rezistență semireglabilă. Celălalt tranzisto final fiind cuplat galvanic cu colectorul defazorului își obțin polarizarea pe seama regimului de curenți al acestuia și dec a polarizărilor lui.

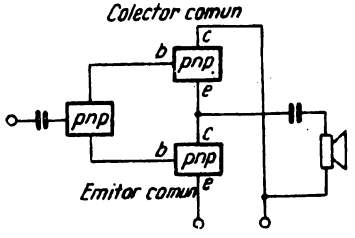


Fig. V.4. Schema-bloc a unui montaj serie fără transformator defazor.

Este de observat că rezistența de sarcină din colectorı etajului defazor nu este legată la linia de (—), ci la un punc care are și un semnal alternativ. Acest semnal fiind dat d

un repetor pe emitor este în fază cu semnalul de pe colectorul defazorului şi aproape egal cu el.

În cazul în care nu se dispune de tranzistoare finale cu cîştig mare, o soluţie pentru reducerea consumului eta-

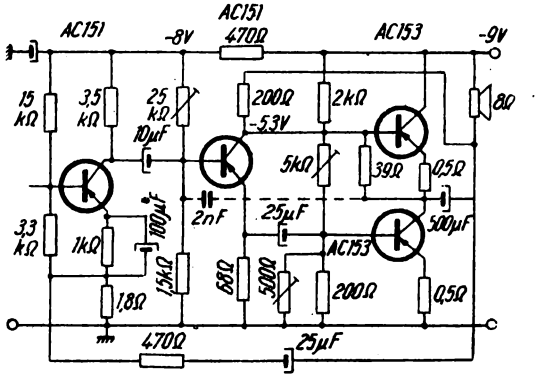


Fig. V.5. Exemplu de amplificator de AF fără transformatoare.

jului defazor constă în a intercala între acesta şi etajele finale a cîte unui tranzistor de adaptare repetor pe emitor şi cuplat direct cu baza tranzistoarelor finale (cuplaj Darlington). Această soluţie, ilustrată în fig. V.6, are dezavantajul de a fi mai scumpă decît cea precedentă, dar este totuşi şi ea avantajoasă, deoarece preţul celor două tranzistoare de adaptare este de acelaşi ordin de mărime cu preţul transformatorului defazor, a cărui eliminare o permit.

O altă soluţie specifică montajelor cu tranzistoare, care însă pînă în ultimul timp era limitată numai la montaje cu putere redusă, este cea a utilizării tranzistoarelor complementare. Într-adevăr, datorită faptului că un semnal dat, aplicat pe tranzistoarele complementare face să crească curentul unuia şi să scadă curentul celuilalt, a permis ca prin intermediul tranzistoarelor complementare să se poată obţine semnale în contratimp, pornind de la acelaşi semnal de intrare. Cu alte cuvinte dispare necesitatea unui etaj defazor. Modul de funcţionare este sugerat de schema-bloc

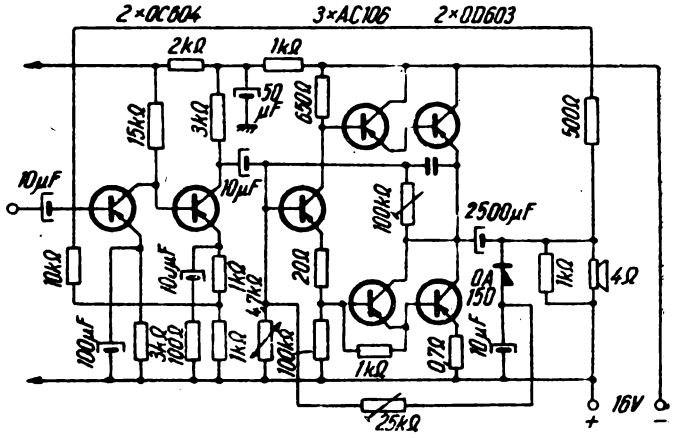


Fig. V.6. Exemplu de amplificator de AF cu tranzistoare de adaptare.

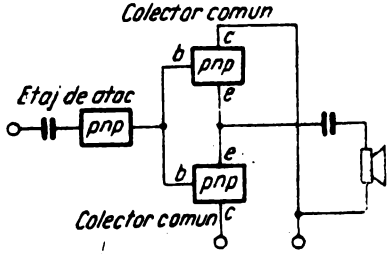


Fig. V.7. Schema-bloc a unui montaj cu simetrie complementară.

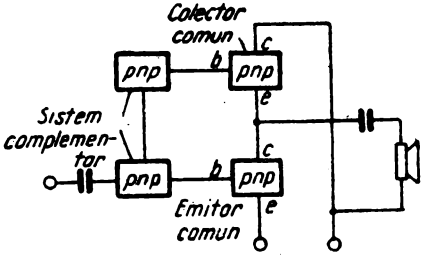


Fig. V.8. Schema-bloc a unui montaj cu simetrie complementară și tranzistoare finale de tip *pnp*.

din fig. V.7. Se recunoaşte că aceeaşi alternanţă a semnalului, de exemplu o alternanţă pozitivă, aplicată pe tranzistorul *pnp*, reduce negativarea şi scade curentul prin tranzistor, iar pe tranzistorul *npn* măreşte pozitivarea şi deci creşte curentul. Privite dinspre sarcină, distribuţia curenţilor prin tranzistoarele finale este aceeaşi ca şi în cazul montajelor în contratimp obişnuite. Principala dificultate constă în imperecherea tranzistoarelor complementare.

Într-adevăr, a realiza prin tehnologii diferite două tranzistoare, unul *pnp* şi altul *npn*, care să aibă aceiaşi parametri pentru o gamă largă de curenţi nu a fost un lucru uşor. De aceea, domeniul de comparabilitate a fost mult timp relativ redus, limitat la curenţi relativ mici, ceea ce implicit a limitat şi puterea utilă la valori de ordinul fracţiunii de watt. Există evident soluţia schematizată în fig. V.8, ca tranzistoarele complementare să nu fie folosite ca tranzistoare finale, ci ca tranzistoare de atac a unor alte tranzistoare care să fie ambele *pnp* sau *npn* şi care, fiind de acelaşi tip, se pot mai uşor imperechea. Aceasta însă măreşte şi ea numărul tranzistoarelor.

Un montaj tipic în care se folosesc tranzistoare finale complementare este cel prezentat în fig. V.9. Se observă că cele două tranzistoare finale sînt montate în serie, în vederea eliminării transformatorului de ieşire.

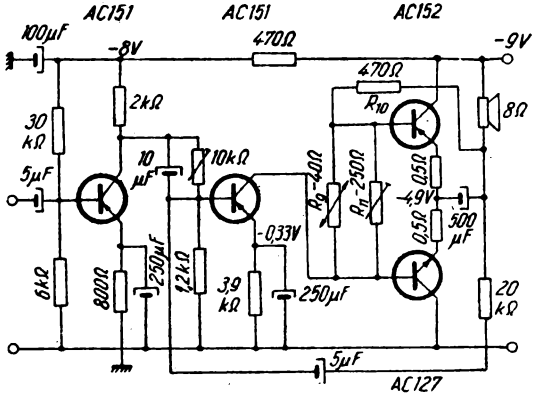


Fig. V.9. Exemplu de amplificator de AF cu simetrie complementară.

Faptul că cele două etaje sînt complementare face să nu fie necesar un etaj defazor. Cu toate acestea, din motive de realizare a unei amplificări globale date, numărul tranzistoarelor folosite nu a fost micşorat, în locul etajului defa-

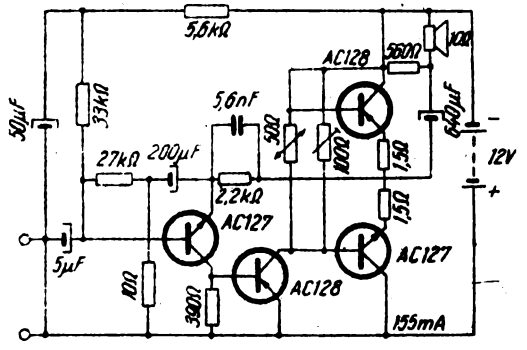


Fig. V.10. Variantă a schemei din fig. V.9.

zor introducîndu-se un etaj de atac. Acesta este cuplat direct cu bazele tranzistoarelor finale (căderea de tensiune alternativă pe grupul R_9R_{11} este neglijabilă faţă de cea de pe rezistenţa de sarcină R_{10}). Rostul grupului R_9R_{11} este de a aplica pe bazele tranzistoarelor finale polarizarea necesară stabilirii curentului de repaus. Într-adevăr, dacă acest curent nu este suficient de mare, la ieşire apar însemnate distorsiuni de tranziţie (nu se racordează cele două alternanţe ale semnalului obţinut la ieşire).

Evident că pentru a nu asimetriza tensiunile de comandă aplicate celor două tranzistoare finale este necesar ca grupul R_9R_{11} să aibă rezistenţa minimă cerută pentru realizarea polarizării. Folosirea unui termistor în componenţa acestui grup asigură montajului o bună stabilitate termică. În fig. V.10 este prezentată o schemă a unui alt amplificator de acest tip în care, pentru a se simplifica cuplajul dintre tranzistorul de intrare şi cel de atac, s-a folosit drept tranzistor T_1 tot un tranzistor *npn*. Alimentat sub 12 V acest montaj oferă o putere mai mare de 1 W şi o bandă de trecere cuprinsă între 70 şi 15 000 Hz. Impedanţa difuzorului este de 10 Ω.

Pentru a se obține puteri și mai mari decît cele permise le perechile de tranzistoare complementare uzuale, o primă oluție constă, așa cum s-a mai arătat, în a face ca tranzis- oarele complementare să nu mai fie tranzistoare finale, ci

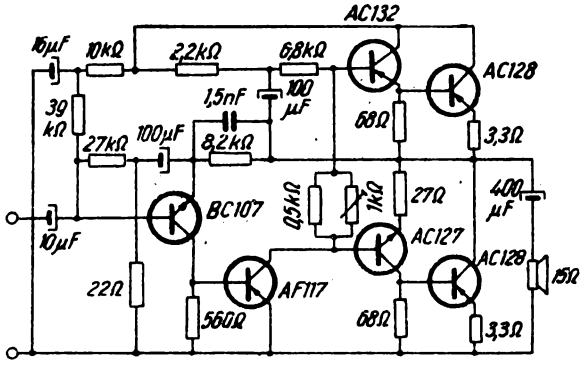


Fig. V.11. Exemplu de amplificator de AF realizat după schema-bloc din fig. V.8.

loar tranzistoare de atac ale unor tranzistoare de tip *pnp* le putere mai mare (fig. V.11). Deși în principiu, prin ale- erea convenabilă a tranzistoarelor și a condițiilor de lucru mele montaje realizate cu acest aranjament permit obți- nerea unor puteri de ordinul cîtorva zeci de wați, ele nu sînt olosite decît pentru instalații semiprofesionale, deoarece mele perfecționări tehnologice, care au condus la apariția mor noi tipuri de tranzistoare complementare, permit rea- izarea mai comodă a receptoarelor uzuale, a căror puteri e mărginesc la cîțiva wați.

Dintre acestea se pot cita perechea de tranzistoare de putere AD162-AD161, care atacate de un tranzistor AD162, permite obținerea directă a unei puteri de ordinul 4—10 W. În fig. V.12 este prezentată o schemă de acest tip, dimen- ionată pentru a aplica unui difuzor cu impedanța de 10 Ω putere de 6 W.

Tensiunea de alimentare este de 24 V.

Banda de trecere realizată se întinde de la 50 Hz la 13 kHz, ar sensibilitatea este suficientă pentru a permite obținerea

puterii nominale cu un semnal de aproximativ 0,45 V. Se remarcă includerea în schemă a unor potențiometre destinate reglajului tonalității.

Deși la 6 W distorsiunile ating 10%, la puteri de ordinul a 0,5—3 W ele nu depășesc 2%.

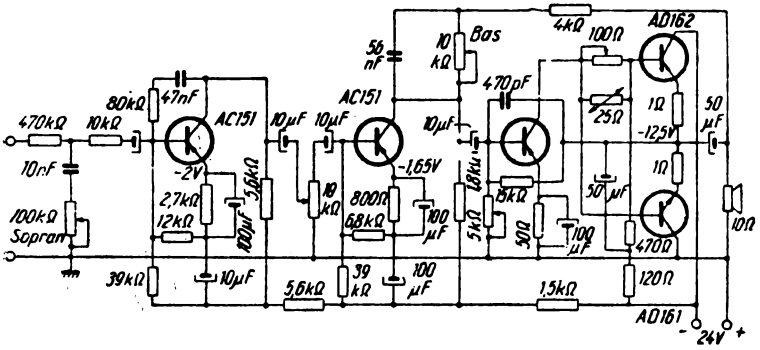


Fig. V.12. Schema unui amplificator de 6 W cu simetrie complementară.

Un progres remarcabil în domeniul etajelor de AF fără transformatoare a fost realizat prin producerea unei alte perechi de tranzistoare, de data aceasta de putere ceva mai mică, denumite AC 117—AC 175 și elaborarea de către firma Telefunken a unor scheme adecvate acestora. Schema de bază este prezentată în fig. V.13; variante ale acestor scheme, concepute pentru a lucra la diferite tensiuni, permit obținerea unor puteri cuprinse între 0,5 și 3,5 W. Examinarea schemei relevă un montaj relativ simplu, cu puține piese.

Interesantă este obținerea polarizării etajelor finale. Într-adevăr, în afara grupului (R_6, R_7 care asigură și stabilitatea termică (R_6 este un termistor), la obținerea polarizării mai contribuie și dioda BZY87. Aceasta păstrează constantă tensiunea aplicată pe divizorul R_8 în serie cu grupul paralel R_6, R_7 și, implicit, tensiunea care se aplică din exterior între bazele celor două tranzistoare finale. Acest lucru este deosebit de important, deoarece tranzistoarele AC117-AC 175, având un cîștig foarte mare, la ușoare modificări ale polarizării și-ar schimba, în mare măsură, punctul de funcționare, ceea ce ar avea repercusiuni grave, mărind

considerabil distorsionarea semnalului. Amintim că dioda BZY87 este o diodă cu siliciu la care se folosește efectul de cot pe care-l prezintă caracteristica directă în jurul valorii de aproximativ 0,7 V. În oarecare măsură comportarea aces-

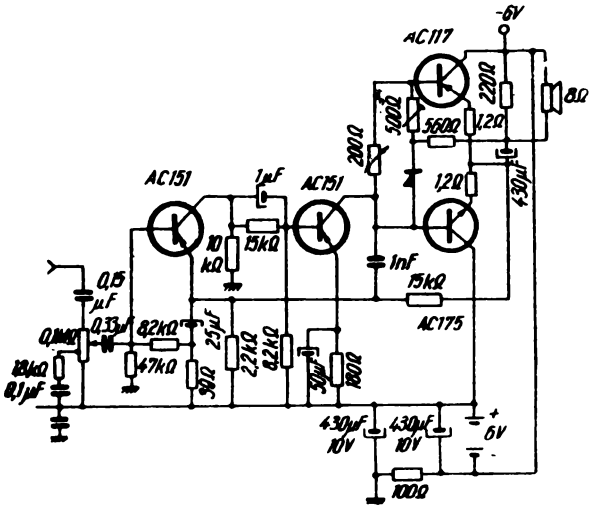


Fig. V.13. Schema de amplificator cu simetrie complementară Telefunken.

ei diode este similară celei a unei diode Zener. Se reține observația că, spre deosebire de diodele Zener la care se folosește caracteristica inversă și care permit stabilizări la tensiuni de ordinul cîtorva volți, dioda recomandată pentru montajul de mai sus este folosită în „direct" pentru a permite o stabilizare la o tensiune de ordinul fracțiunii de volt. Avantajele acestui montaj l-au făcut să capete o largă răspîndire. Dintre aparatele realizate cu această schemă se pot cita radioreceptoarele Grundig, avînd denumirea comercială Record-Boy 206 A și Prima-Boy LW 267.

Una dintre cele mai importante îmbunătățiri aduse acestei scheme a constat în înlocuirea tranzistoarelor T_1 și T_2 cu tranzistoare cu siliciu. Acestea, avînd curenți reziduali reduși, permit un foarte comod cuplaj direct, care îmbunătățește și simplifică montajele. Uneori numai tranzistorul T_1

este de tip *npn*, tranzistorul T_2 rămînînd un tranzisto uzual *pnp*. Montajul rămîne şi el aproape la fel de simplu aşa cum se poate constata examinînd fig. V. 14 în care est arătată partea de AF a receptoarelor Grundig de tip Re cord-Boy 207 LW şi Party-Boy 207.

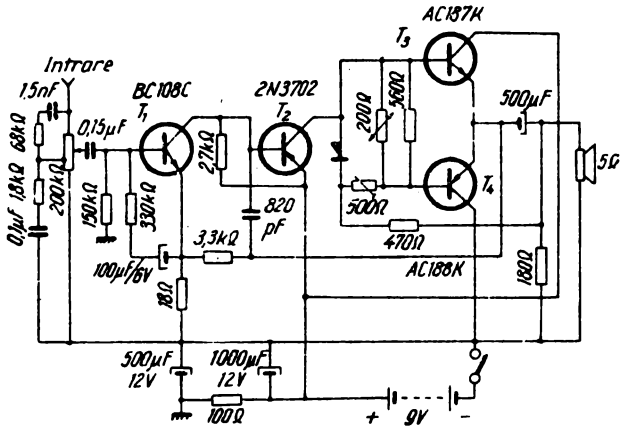


Fig. V.14. Variantă a schemei din fig. V.13.

Aceeaşi firmă pentru a simplifica reţeaua de polarizare tranzistoarelor finale înlocuieşte, în cazul receptorului City Boy 207, un tranzistor AC 128 (similar cu AC117) comanda printr-un potenţiometru semireglabil. Deşi, prin aceast numărul tranzistoarelor folosite creşte, preţul rămîne practi constant, deoarece un tranzistor AC128 de categorie inf rioară nu este sensibil mai scump decît o diodă cu silici selecţionată. De asemenea, preţul unei rezistenţe semiregl bile este de acelaşi ordin de mărime cu cel al ansamblul termistor plus două rezistenţe fixe. Schema etajelor de A ale acestui receptor este arătată în fig. V. 15.

De fapt, dacă se examinează schemele aparatelor produ de diferite firme din lume, în ultimii doi ani se constată tendinţă vădită către scheme de acest tip. Într-adevăr, pr vite în ansamblu, aceste montaje sînt relativ simple şi, î funcţie de tensiunea de lucru, asigură toată gama de putei care poate fi pretinsă de la diferitele tipuri de radiorecep-

toare portabile şi chiar staţionare cu alimentare autonomă. Practica dovedeşte că, chiar în cazul radioreceptoarelor portabile utilizate la bordul unui autovehicul, care la viteză mare produce un zgomot însemnat, o putere de ordinul a 2,5 W este, în general, satisfăcătoare din punctul de vedere al dinamicii şi nivelului audiţiei. Ori, această putere se poate obţine comod la tensiunea de 12 V.

O remarcă interesantă este faptul că tranzistoarele AC 117, AC175 sînt cu foarte puţin mai mari decît tranzistoarele obişnuite cu care se obţin puteri de ordinul a 0,5 W. Evident că, pentru a se putea trata puteri mai mari, este necesară şi disiparea unor puteri mai mari şi, implicit, îmbunătăţirea sistemului de răcire. Din acest punct de vedere este binevenită, atît folosirea învelişului paralelipipedic acceptat în construcţia acestor tranzistoare cît şi existenţa unei găuri de montare care permite o foarte comodă ataşare la o tablă de răcire, asigurînd totodată un deosebit de bun contact termic.

Privind în ansamblu, se constată că toate amplificatoarele fără transformatoare citate mai sus sînt amplifica-

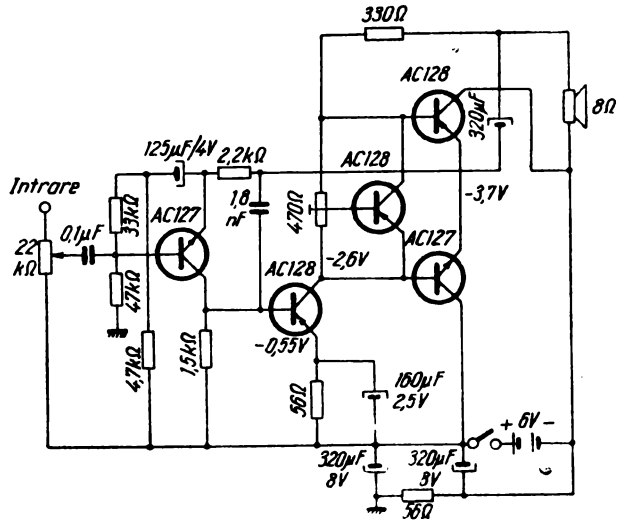


Fig. V.15. Schema părţii de AF a radioreceptorului Grundig City-Boy 207.

toare în contratimp. Deși amplificatoarele în contratimp sînt singura soluție economică din punctul de vedere al consumului și ca atare se impun la receptoarele portabile, în ultimul timp ele se impun și la aparatele staționare. Acest lucru aparent paradoxal, deoarece, așa cum s-a arătat, în etajele simple (cu un singur tranzistor în clasă A) se pot obține foarte comod puteri de cîțiva wați cu trei tranzistoare, își găsește explicația în faptul că în prezent transformatorul de ieșire sau șocul de alimentare, nelipsite la etajele care nu lucrează în contratimp, costă mai mult decît unul sau chiar două tranzistoare. Este adevărat că este foarte dificil să se alimenteze sub tensiune constantă un etaj în clasă B (variațiile de curent impun montaje speciale de stabilizare), dar în afară de consum, nimic nu impune etajelor în contratimp să fie în clasă B, ele putînd fi foarte bine și în clasă A.

În sfîrșit, montajele de putere, cuplate direct cu etajul defazor, au punctul de funcționare fixat de însuși etajul defazor care pretinde un curent mai mic și care poate fi cu ușurință stabilizat.

Prețul de cost și economia de spațiu nu sînt însă singurele avantaje ale eliminării transformatoarelor. Un alt avantaj este faptul că eliminînd transformatoarele, care au o bandă de frecvențe de trecere relativ redusă, se lărgește și banda de trecere. Mai mult chiar, extinderea sistemului de cuplaj direct a etajelor reduce la minim defazajele, ceea ce permite mărirea gradului de contrareacție admisibil și, implicit, reducerea substanțială a distorsiunilor. Este de remarcat faptul că majoritatea amplificatoarelor descrise atunci cînd sînt judicios dimensionate admit la jumătate din puterea maximă distorsiuni de ordinul a $\frac{1}{2}$: 2%, asta chiar și pentru frecvențele limită ale spectrului audibil.

Evident că în această situație și răspunsul la semnale tranzitorii este excepțional de bun. Întrucît în prezent tendințele de înaltă fidelitate nu mai sînt apanajul unor instalații speciale, costisitoare, îmbunătățirile obținute în etajele de AF fără transformatoare sînt cît se poate de binevenite.

c. **Protecția etajelor finale fără transformator de ieșire.** Unul dintre dezavantajele etajelor finale de mare și chiar

de medie putere este uşurinţa cu care se pot deteriora tranzistoarele finale în cazul unui scurtcircuit accidental la ieşire. Din cauza aceasta este recomandabil să se ia măsuri de protecţie, în special pentru instalaţiile ale căror sarcini se schimbă frecvent.

O primă soluţie, aparent cea mai simplă, constă în a introduce siguranţe fuzibile în punctele strategice ale montajelor, adică fie în linia de alimentare, fie în linia de legătură cu sarcina. Cîteodată, pentru mai multă siguranţă, se cumulează cele două variante. La aplicarea acestei soluţii, cînd se aleg siguranţele, trebuie să se ţină seamă de curentul de întrerupere şi de viteza de rupere. Într-adevăr, practica dovedeşte că pentru distrugerea unui tranzistor sînt suficiente cîteva zeci de milisecunde. Dacă inerţia termică a unei siguranţe face ca aceasta să rămînă în viaţă un timp mai îndelungat de, să zicem, 80 ms, atunci cu toată „protecţia" tranzistoarelor se distrug înaintea siguranţelor. De aceea, dacă protecţia se face cu siguranţe, acestea trebuie să fie cu acţiune foarte rapidă. Pe de altă parte, toleranţele acestor siguranţe pot face ca ele să se ardă şi în cazul unei suprasarcini normale pe care tranzistoarele o pot suporta. Aceste inconveniente au făcut să se examineze şi alte soluţii de protecţie. Una dintre aceste soluţii, care este ceva mai costisitoare, dar mai comodă în exploatare, constă în înlocuirea rezistenţelor de emitor ale tranzistoarelor finale cu becuri cu filament de tungsten. Evident că rezistenţa la rece a acestor becuri trebuie să fie de acelaşi ordin de mărime cu rezistenţele chimice pe care le înlocuiesc, respectiv de o fracţiune de ohm (de obicei 0,5Ω). Funcţionarea acestui sistem este legată de proprietatea filamentelor încălzite de a-şi mări rezistenţa o dată cu temperatura. Într-adevăr, dacă curentul prin tranzistoarele finale creşte, creşte şi rezistenţa din emitorul tranzistoarelor şi o dată cu ea şi căderea de tensiune pe aceste rezistenţe. Aceasta înseamnă însă scăderea tensiunii negative dintre bază şi emitor şi deci scăderea curentului de colector. Se obţine aşadar o stabilizare automată a curentului de colector valabilă, nu numai în cazul unei suprasarcini trecătoare, ci şi în cazul unei modificări a temperaturii ambiante (evident, numai dacă alegerea becurilor a fost făcută astfel, încît curenţii consideraţi să reuşească şi să încălzească sensibil filamentul).

Mai rămîne cazul scurtcircuitului accidental al bornelor de ieşire. În această situaţie, curentul creşte foarte repede, dar şi mai repede creşte rezistenţa becurilor şi o dată cu ea puterea preluată de becuri. Înainte ca tranzistoarele să fie în pericol se depăşeşte temperatura admisibilă a filamentelor care se ard ca şi cînd ar fi simple siguranţe fuzibile. Timpul de distrugere este mai mic de 70 ms.

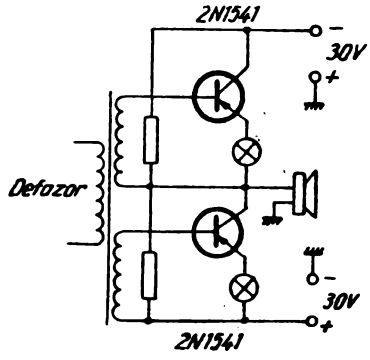


Fig. V.16. Sistem de protecţie cu ajutorul unui bec cu filament de tungsten.

Sistemul de protecţie reprodus în fig. V.16 se dovedeşte a fi foarte comod şi satisfăcător pentru tranzistoarele cu joncţiuni aliate. Din păcate el nu este satisfăcător şi pentru tranzistoarele cu joncţiuni difuzate, cum ar fi, de exemplu, 2N2147 sau 2N21H8, al căror timp de distrugere este mai mic.

Pentru a exclude inerţia termică din sistemele de protecţie s-au propus cîteva sisteme, care au avantajele şi dezavantajele lor. Astfel, cel mai simplu sistem constă în introducerea unei rezistenţe între ieşirea etajului final şi borna de conectare a sarcinii. Această rezistenţă tampon are însă dezavantajul de a consuma în funcţionare normală o parte însemnată a puterii „utile" la ieşire. Pentru a reduce la minimum această putere se recurge şi la un sistem de contrareacţie de curent. Montajul din fig. V.17 ilustrează acest aranjament. Se observă că rezistenţa de protecţie este împărţită în două (0,3 Ω/10 W între ieşire şi borna de conectare a sarcinii şi 0,24Ω/1W, intercalată pe legătura de masă sarcinii). O rezistenţă de 4,7Ω conectată între capătul cald al rezistenţei R_2 şi emitorul tranzistorului defazor face ca rezistenţa de 0,24 Ω să fie străbătută şi de curentul acestui tranzistor. Cu alte cuvinte se creează o reacţie negativă de curent.

Este evident că dacă se produce o creştere a curentului debitat sarcinii, implicit se produce şi o scădere a cîştigului

etajului defazor, care are drept efect readucerea curentului de ieşire la o valoare normală.

Se remarcă faptul că acţiunea rezistenţelor R_1 şi R_2 se completează reciproc, asigurînd montajului o excelentă securitate. O variantă a acestui montaj renunţă la protecţia

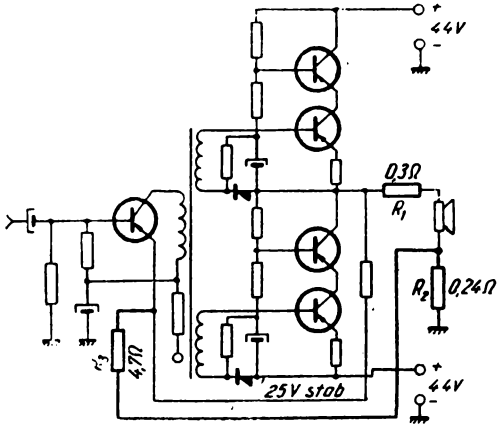


Fig. V.17. Sistem de protecţie cu ajutorul unei rezistenţe „tampon" şi a reacţiei negative de curent.

serie, bizuindu-se pe reacţia negativă care, pentru a fi mai eficace, nu mai lucrează continuu, ci cu „prag". Într-adevăr, examinînd fig. V.18, se constată că prin bucla de contracţie s-a introdus o pereche de diode montate antiparalel. Se ştie că, conductibilitatea dodelor cu siliciu nu începe la 0 V, ci la o tensiune de ordinul unei fracţiuni de volt. Aceasta înseamnă că pentru tensiuni cuprinse între + 0,7 şi — 0,7 V, de exemplu, diodele prezintă o rezistenţă relativ mare, care însă scade la valori de scurtcircuit, îndată ce tensiunea aplicată depăşeşte acest domeniu. Cu alte cuvinte, atît timp cît semnalul de contrareacţie este mic, rezistenţa grupului de diode este mare şi contrareacţia este slabă. Îndată ce semnalul depăşeşte însă pragul impus de diode, contrareacţia creşte foarte mult. Evident că alegerea diodelor şi a rezistenţei serie se face în conformitate cu curentul maxim admis de tranzistoare.

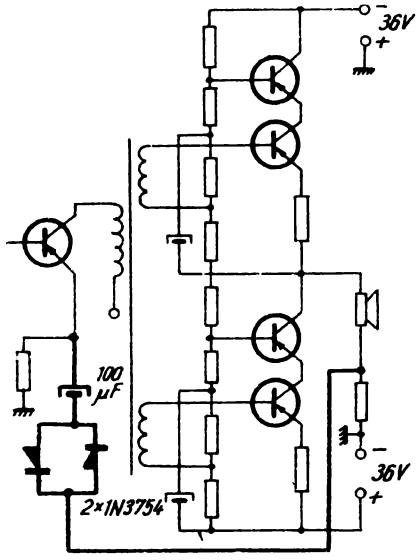


Fig. V.18. Sistem de protecție cu ajutorul unei reacții negative „cu prag".

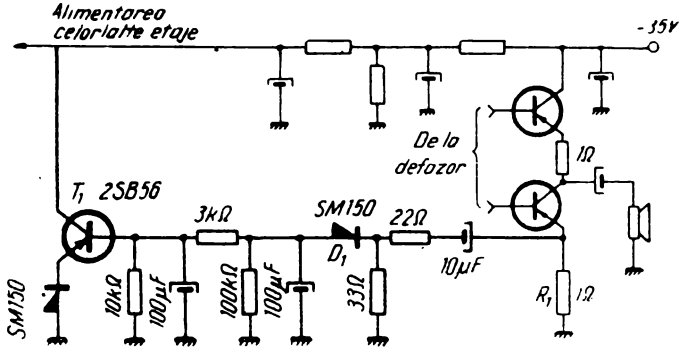


Fig. V.19. Sistem de protecție realizat prin scurtcircuitarea semnal de la intrare.

Deseori, însă, toleranțele admise conduc la retezarea vîrfurilor de putere din cadrul unei funcționări normale, ceea ce reduce dinamica și introduce distorsiuni supărătoare.

Un montaj complet diferit de cele arătate pînă acum este montajul indicat în fig. V.19. În acest caz protecția nu se face prin arderea unei siguranțe sau prin modificarea unui punct de funcționare, ci prin scurtcircuitarea semnalului de la intrare, ceea ce în cazul unui etaj clasă B, implică și scăderea la minimum a consumului. Într-adevăr, urmărind schema, se constată utilizarea căderii de tensiune de pe rezistența R_1 pentru obținerea, prin redresare (dioda D_1), a unei tensiuni care, filtrată, comandă tranzistorul T_1.

Emitorul acestuia este legat la masă prin intermediul unei diode cu siliciu, creîndu-se astfel un „prag". Colectorul tranzistorului este legat la linia de alimentare a etajelor din amontele etajului de putere. În condiții de funcționare normală rețeaua descrisă nu funcționează. Într-adevăr, tensiunea de lucru a diodei Zener din emitorul tranzistorului ține tranzistorul blocat atît timp cît tensiunea aplicată pe bază nu este suficient de mare pentru a-l debloca. Această situație se menține și în cazul unei suprasarcini instantanee nepericuloase, deoarece constanta de timp a filtrului $3k\Omega$ — $100\mu F$ este suficient de mare pentru a nu permite creșterea tensiunii aplicate pe baza tranzistorului. Dacă însă suprasarcina este de durată, tensiunea de comandă deblochează tranzistorul care se deschide, scurtcircuitînd alimentarea etajelor dinaintea etajului final. Evident că acesta nemailucrînd nu mai aplică nici un fel de semnal la intrare. În realitate scurtcircuitul nu este total, dar reducerea semnalului este suficientă pentru a aduce practic la repaus etajul final. Evident că pentru o funcționare satisfăcătoare, atît tensiunea de prag cît și constanta de timp a filtrului RC, trebuie să fie alese cu grijă.

Ca și celelalte montaje și acesta are servituțile sale. Evident că s-au realizat și se realizează montaje din ce în ce mai perfecționate, însă acestea sînt complicate, ajungînd ca prețul lor să rivalizeze cu cel al înlocuirii tranzistoarelor pe care le protejează. S-au propus montaje cu numeroase tranzistoare și diode. Este important însă că în cursa după ameliorarea performanțelor să nu se uite scopul final; evitarea eventualelor cheltuieli introduse de o eventuală mane-

vrare greşită. Apreciată statistic aceasta conduce la un anumit cost probabil într-un anumit timp care se poate echivala cu un anumit spor de preţ la cumpărare care nu trebuie depăşit.

4. DIFUZOARE ŞI AGREGATE ELECTROACUSTICE

La sfîrşitul unui lanţ de transmisiune radiofonică se află sistemul de traductor care, acţionat de semnalul electric AF, restabileşte semnalul acustic „captat" în studio. În prezent, cel mai răspîndit sistem traductor electroacustic este difuzorul electrodinamic. Deşi cunoscute de multă vreme şi supuse unor continue îmbunătăţiri, difuzoarele continuă să fie una din verigile slabe ale lanţului de transmisiune. Într-adevăr, privite în mare, difuzoarele se prezintă ca impedanţe variabile, cu o bandă de trecere relativ îngustă care, însă, prezintă totodată şi mari neuniformităţi şi introduc deseori distorsiuni însemnate. La acestea se adaugă faptul că au un randament scăzut. Aproape invariabil tendinţele de îmbunătăţire ale acestor performanţe au condus la apreciabile creşteri ale preţului. În sfîrşit, difuzorul s-a dovedit a fi refractar tendinţelor de miniaturizare, suferind grave pierderi în ce priveşte răspunsul la frecvenţe joase, randamentul şi puterea ce urmează a fi preluată ori de cîte ori se încearcă reducerea dimensiunilor sale.

Un alt aspect deosebit de important de care trebuie să se ţină seamă este faptul că difuzorul nu poate fi considerat ca piesă în sine, ci ca o parte a ansamblului difuzor-casetă. Într-adevăr, un difuzor demontat de pe casetă se comportă cu totul altfel decît în situaţia lui normală de lucru. Cu alte cuvinte, performanţele unui difuzor depind de caracteristicile casetei în care este montat, motiv pentru care, corect este să considerăm nu difuzorul, ci ansamblul difuzor-casetă. Practica dovedeşte că pentru a se pune cît mai mult în valoare performanţele unui difuzor, caseta în care este montat trebuie să fie cît se poate de mare. Invers, o casetă mică compromite un difuzor de calitate.

Din acest motiv, multe dintre receptoarele moderne se prezintă ca o cutie aparent goală, deoarece doar o mică parte a volumului ei este ocupată de volumul redus al radioreceptorului miniaturizat.

Datorită benzii relativ înguste, redată în condiţii optime de un difuzor, pentru instalaţiile de înaltă fidelitate s-au propus şi s-au realizat agregate cu mai multe difuzoare, spectrul audibil împărţindu-se în mod convenabil între acestea. Agregatele respective sînt mari, şi, în general, foarte scumpe.

În ultimii cîţiva ani s-a acceptat o soluţie care a permis o substanţială reducere a gabaritului unui agregat, păstrînd performanţe destul de bune şi obţinîndu-se concomitent şi o reducere a preţului. Această soluţie constă în montarea unui difuzor avînd o frecvenţă de rezonanţă mecanică de ordinul a cîţiva zeci de herţi pe unul din pereţii unei incinte închise, umplute cu un material fonoabsorbant. Evident că perna de aer formată în spatele membranei ridică, de cîteva ori, frecvenţa de rezonanţă mecanică şi deci şi frecvenţa limită inferioară a spectrului transmis. Întrucît se porneşte însă de la o frecvenţă relativ scăzută, efectul nu este supărător. Pentru realizarea unui asemenea difuzor se recurge la o construcţie specială cu membrană rigidă şi o suspensie deosebit de elastică. Circuitul magnetic al acestor difuzoare dispune de o însemnată inducţie în întrefier şi este dimensionat pentru a asigura deplasări mari ale bobinei mobile. Se obţin rezultate bune chiar şi cu difuzoare avînd un diametru de aproximativ 100 mm, închise în incinte ceva mai mari decît un dicţionar „universal". Caracteristica de frecvenţă asigură reproducerea unei game apropiate de întregul spectru AF : 80—12 000 Hz. Puterea electrică ce poate fi aplicată unui asemenea agregat este de ordinul a 10 W.

Agregate ceva mai mari decît cel descris permit performanţe şi mai bune. În ceea ce priveşte preţul acestor agregate, el este mai mare decît al difuzoarelor simple, ajungînd pînă la 1/3 din preţul unui radioreceptor portabil tranzistorizat.

Sisteme cu corecţie reciprocă. Deşi mult timp strădaniile pentru obţinerea unor reproduceri de înaltă fidelitate au fost guvernate de convingerea că este suficient să se asocieze un amplificator de înaltă fidelitate cu un agregat electroacustic de bună calitate pentru a se obţine o replică fidelă a semnalului iniţial (ceea ce a permis ca lucrările în cele două sectoare „electric" şi „acustic" să se desfăşoare independent), practica a dovedit că acest lucru nu este tocmai aşa. Într-

adevăr, pe lîngă faptul că agregate excepţionale adaptate unor amplificatoare excepţionale conduc deseori la rezultate mediocre, se mai constată şi că prin combinarea judicioasă a unui amplificator bun cu un difuzor bun se pot obţine rezultate excepţionale.

Aceasta remarcă a făcut ca cercetătorii din cele două domenii să-şi dea seama că mai important decît să continue perfecţionarea unor etaje luate separat este să colaboreze în vederea corectării reciproce a deficienţelor.

Într-adevăr, necesitatea de a avea, de exemplu, o reproducere acustică egală a tuturor frecvenţelor unui spectru nu impune nici un fel de condiţie de reproducere uniformă, atît asupra difuzorului cît şi a amplificatorului. Aceasta înseamnă că se pot obţine rezultate foarte bune admiţînd un difuzor aşa cum este şi modificînd caracteristicile amplificatorului (ceea ce este mult mai uşor), în vederea corectării deficienţelor caracteristicei de frecvenţă ale difuzorului.

Practica de a se alege limita inferioară a benzii de AF a amplificatorului în funcţie de rezonanţa mecanică a difuzorului montat în casetă sau de a se alege pentru receptoare MA difuzoare care să ridice domeniul din vecinătatea frecvenţei de 3 kHz (care din punct de vedere electric este atenuat datorită selectivităţii filtrelor de FI) s-a generalizat de mai mulţi ani de zile.

De asemenea, s-a generalizat reducerea impedanţei sub care se vede amplificatorul dinspre difuzor (printr-o reacţie convenabilă), ceea ce face ca amplificatorul să amortizeze numeroasele rezonanţe care neuniformizează caracteristica de frecvenţă a unui difuzor.

O soluţie mai elegantă, care ar permite nu numai corectarea caracteristicii de frecvenţă, dar şi reducerea distorsiunilor neliniare, ar fi aplicarea unei reacţii negative care să compare un semnal ce reprezintă sunetul produs de difuzor cu semnalul de la intrarea amplificatorului. Este de remarcat că binecunoscutele reacţii luate de la ieşirea amplificatoarelor, deci de pe bobina mobilă a difuzoarelor, nu satisfac această cerinţă, deoarece semnalul de la ieşire este, în primul rînd, un semnal aplicat difuzorului şi nu un semnal care să traducă deplasările bobinei mobile. Este adevărat că un asemenea semnal există la bornele bobinei mobile a difuzorului, dar el este mascat de căderea de tensiune produsă

pe impedanța difuzorului, de curentul de la ieșirea amplificatorului de putere. Într-adevăr, tensiunea aplicată din exterior pe bobina mobilă este egalată de căderea de tensiune pe impedanța difuzorului și de tensiunea indusă prin deplasarea firului de lungime L al bobinei cu viteză v în cîmpul magnetic B din întrefierul difuzorului : $U = ZI + e = ZI + BLv$.

O primă soluție, evidentă de altfel, ar fi realizarea bifilară a bobinei mobile și conectarea uneia din cele două înfășurări astfel realizate la ieșirea amplificatorului, iar a celeilalte la rețeaua de reacție spre intrarea amplificatorului. La prima vedere acest sistem are avantajul de a separa tensiunea indusă prin deplasarea bobinei de căderea de tensiune ZI.

Analizată mai atent însă această soluție, vădește o proastă utilizare a întrefierului și implicit o substanțială reducere a performanțelor și, în special, a randamentului. La aceasta se adaugă complicarea sistemului de scoatere a terminalelor. În sfîrșit, datorită inducției mutuale dintre cele două înfășurări, în calea de reacție se regăsește și o tensiune care depinde de curentul din prima înfășurare.

În ultimul timp s-a propus un montaj în care se aplică o reacție ce corectează comportarea difuzorului fără să pretindă modificarea constructivă a acestuia.

Într-adevăr, o analiză matematică succintă arată că este posibil să se realizeze un montaj care să aplice pe bobina mobilă a difuzorului o tensiune direct proporțională cu viteza de deplasare a acestuia, dacă se combină în mod adecvat o reacție negativă de tensiune cu o reacție pozitivă de curent.

Schema-bloc a montajului în cauză este prezentată în fig. V.20).

Precum se vede, este vorba de un amplificator diferențial D, urmat de un amplificator de putere A, ambele realizînd un cîștig de putere G. Semnalul de intrare se aplică pe borna B_1 a amplificatorului diferențial, împreună cu un semnal de contracție proporțional cu tensiunea de la ieșire obținut cu ajutorul divizorului R-r. Pe borna B_2 a amplificatorului se aplică o reacție pozitivă proporțională cu curentul ce străbate sarcina și totodată cu impedanța sarcinii. Această reacție se obține prelevînd tensiunea care se dezvoltă pe o impedanță, a cărei valoare reprezintă o fracțiune $\frac{r}{R}$ din

impedanța difuzorului a cărui bobină mobilă este presupusă blocată. În această situație tensiunea la ieșirea amplificatorului este dată de relația $U = \left(E - \frac{r}{R} U + \frac{r}{R} ZI\right) G$

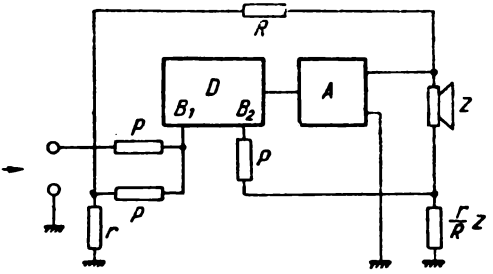


Fig. V.20. Schema-bloc a unui sistem de corecție a comportării difuzorului.

sau $GE = \left(\frac{rG}{R} + 1\right) U - \frac{rG}{R} ZI$. Dacă amplificarea montajului este mare, raportul $G\frac{r}{R}$ este mult mai mare decît unitatea, și în acest caz $E = \frac{r}{R} U - \frac{r}{R} ZI = \frac{r}{R} (U - ZI)$ sau $E\frac{R}{r} = U - ZI$.

Dar diferența $(U - ZI)$ reprezintă tocmai tensiunea indusă în bobină, ca rezultat al deplasării ei, și care este proporțională cu viteza de deplasare. Se asigură așadar aplicarea la bornele difuzorului a unei tensiuni proporționale cu viteza de deplasare a bobinei mobile. Pe de altă parte se știe că intensitatea sonoră este proporțională cu pătratul presiunii sonore și totodată cu pătratul vitezei de deplasare a moleculelor de aer. Cu alte cuvinte, presiunea sonoră și viteza de deplasare variază proporțional. Acest lucru are o importanță deosebită, deoarece teoretic cel puțin tensiunea la bornele unui microfon este direct proporțională cu presiunea undei sonore incidente. Aranjamentul prezentat asigură așadar o proporționalitate directă între presiunea sonoră creată de difuzor și cea care a acționat asupra microfonului de la emisie.

În fig. V.21 este prezentată schema de detaliu a montajului propus.

Se remarcă existența amplificatorului diferențial, care permite aplicarea comodă simultan pe același etaj a unei

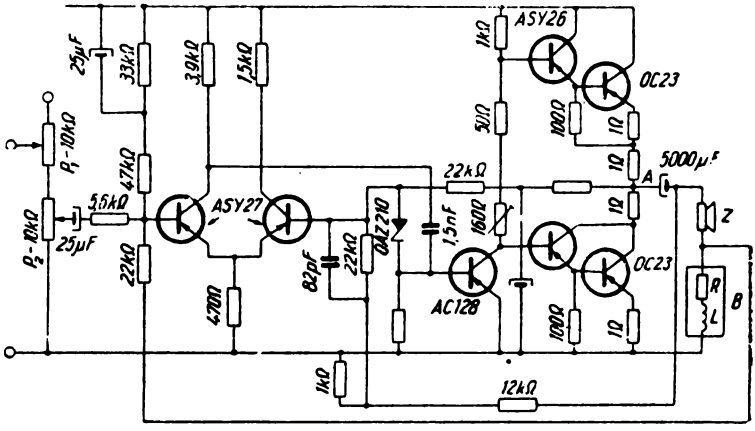


Fig. V.21. Schema de principiu a montajului din fig. VI.20.

reacții pozitive și a unei reacții negative. De asemenea, se mai remarcă utilizarea grupului $[\bar{R}L]_B$ intercalat în calea reacției pozitive pentru a simula impedanța difuzorului. Variația cu frecvență a impedanței acestui grup este destul de apropiată de cea a impedanței difuzorului, ceea ce se poate observa și din fig. V.22.

Este de observat că impedanța grupului B reprezintă, de fapt, a $\frac{r}{R}$ parte din impedanța difuzorului, așa cum cer de altfel și condițiile admise în relațiile de mai sus. Faptul că valoarea rezistenței R_B este mult mai mică decît partea rezistivă a impedanței difuzorului face ca puterea pierdută în rețeaua de reacție să nu reprezinte o fracțiune însemnată a puterii utile.

Alte particularități ale schemei, care merită să fie scoase din evidență, sînt următoarele :

— montajul nu conține transformatoare;

— cuplajul între tranzistoarele T_5 și T_7 nu se face printr-un condensator care ar dăuna reproducerii frecvențelor joase, ci printr-o diodă Zener care preia diferența de tensiune continuă, dar transmite integral variațiile de cu-

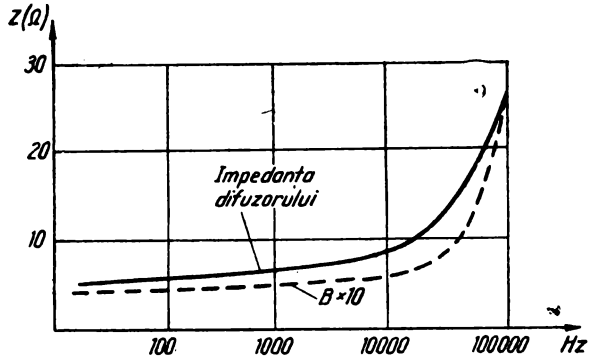


Fig. V.22. Variațiile impedanțelor difuzorului și a grupului B în funcție de frecvență.

rent ale semnalului, permițînd totodată o polarizare automată a punctului A printr-o contrareacție în curent continuu (R_1, R_2, R_3 și R_4) pe de o parte, și puntea stabilizatoare R_4, R_6 R_7, pe de altă parte;

— condensatorul C_2 evită apariția unor zgomote neplăcute la punerea în funcțiune a montajului;

— potențiometrele P_1 și P_2 sînt duble, cu comenzi cuplate, în vederea asigurării simultane, atît a volumului controlului, cît și a echilibrării căilor.

Punerea la punct a amplificatorului nu necesită decît reglajul potențiometrului P_3 pentru potrivirea curentului de repaus al tranzistoarelor T_1 și T_2 la o valoare de 50 mA.

Puterea obișnuită la ieșirea acestui amplificator este de 3 VA sub o tensiune de alimentare de 25 V. Rezultatele obținute și evaluate prin măsurători sînt deosebit de bune, arătînd că avantajele nu sînt numai teoretice, ci și practice

CAPITOLUL VI

ALIMENTAREA RADIORECEPTOARELOR

Precum se știe, din punctul de vedere al alimentării, receptoarele se împart în două categorii : aparate cu sursă de alimentare proprie și aparate dependente de rețea.

În cazul primei categorii, problema alimentării se reduce la includerea în caseta aparatului a unei surse adecvate montajului receptorului. Bineînțeles, schema receptorului a fost astfel aleasă și dimensionată încît consumul să fie minim. Din acest motiv toate aparatele portabile fabricate în prezent sînt tranzistorizate și au etaje finale funcționînd, fie în clasă B, fie în clasă A glisantă.

În cazul aparatelor dependente de rețea, consumul nu mai prezintă o importanță deosebită. În schimb, în locul surselor, în aparat se include un alimentator. Menirea acestuia este de a transforma tensiunea rețelei astfel încît să ajungă la nivelul tensiunii continue de alimentare a receptorului. Dacă în cazul rețelelor de curent continuu problema este de a trece de la o tensiune continuă la alta, în cazul cel mai frecvent al rețelelor de curent alternativ, pe lîngă schimbarea tensiunilor mai este necesară și redresarea în vederea trecerii de la un curent alternativ la un curent continuu. Evident că în ambele cazuri tensiunea de alimentare a receptorului trebuie riguros filtrată pentru a împiedica eventualele componente alternative să pătrundă în receptor.

1. SURSE DE ALIMENTARE PROPRIE

Deși destul de vechi, sistemul cel mai răspîndit de alimentare este cel cu baterii galvanice de tip Leclanché.

Deși elementele galvanice au marele avantaj de a fi ieftine, ele prezintă și marele dezavantaj de a trebui să fie din cînd în cînd schimbate, iar în cazul în care aparatul a fost uitat deschis sau ascultat la volum maxim, schimbarea poate fi destul de frecventă. Lăsînd la o parte faptul că elementele epuizate neermetizate, datorită „consumării" electrodului de zinc, ce constituie învelișul elementelor, pot periclita sigu-

ranța aparatului, deoarece scurgerea electrolitului dă naștere unor reacții chimice nedorite în interiorul receptorului, schimbarea lor este incomodă și uneori legată de surprize.

De aceea în ultimul timp, pentru unele tipuri de aparate, s-au realizat acumulatoare de tip ermetizat. Forma lor constructivă a fost deseori aleasă astfel încît să permită substituirea directă a elementelor pe care le înlocuiesc. Între tipurile de acumulatoare se preferă cele cu capacitate specifică mare, care nu degajă gaze la încărcare și care nu se deteriorează cînd sînt lăsate neîncărcate. Pentru aceste acumulatoare s-au realizat și sisteme de încărcare. De cele mai multe ori aceste sisteme se reduc la o punte de redresare precedată de un condensator de limitare a curentului (fig. VI.1).

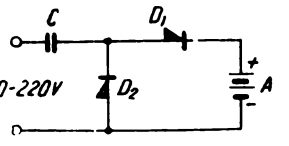


Fig. VI.1. Schema unui alimentator simplu pentru încărcare a acumulatoarelor de capacitate mică.

Principalul dezavantaj al acestor sisteme simple este că permit supraîncărcarea celulelor și deci deteriorarea lor. De aceea, pentru aparatele mai mari cu acumulatoare avînd capacitatea de ordinul a cîtorva amperi-oră s-au conceput sisteme de încărcat care se deconectează automat cînd bateria este încărcată. În fig. VI.2 este prezentată schema unui asemenea sistem realizat de firma Telefunken. Acesta este un redresor stabilizat, care are la ieșire un sistem de relee ce deconectează borna de încărcare atunci cînd tensiunea ce apare la această bornă depășește o tensiune de referință.

Bateriile de acumulatoare echipează și aparatele a căror sursă primară de energie nu este rețeaua, ci, de exemplu, un element fotoelectric. Aceasta pentru a permite funcționarea și în acea situație în care elementul nu este iluminat (se știe că elementele fotoelectrice generează curent numai atunci cînd sînt iluminate).

O altă sursă de energie electrică, independent de rețea și care nu este legată nici de reacții chimice, este generatorul termoelectric. Din punct de vedere constructiv el este mai complicat și mai voluminos decît pilele galvanice sau acumulatoarele, conferind aparatului un caracter de semi-

portabilitate. Este însă cel mai comod mijloc de obținere a energiei electrice în locurile izolate, pentru expediții științifice etc.

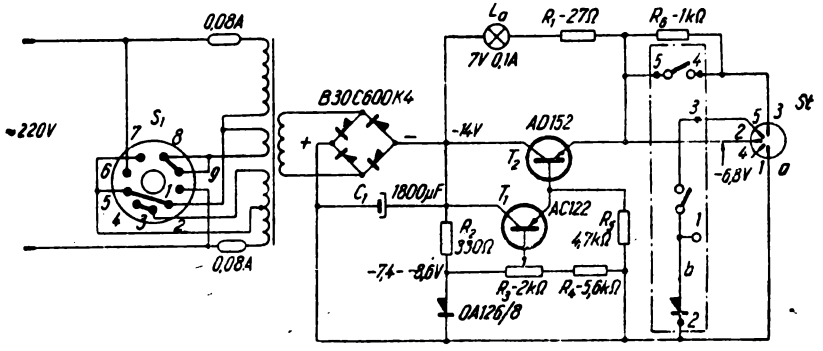


Fig. VI.2. Grup de alimentare și încărcare cu conectare automată.

2. ALIMENTAREA DE LA REȚEA

Cazul cel mai simplu de alimentare de la rețea este cel al alimentării unui aparat tranzistorizat de la rețeaua de bord a unui autovehicul care are aceeași tensiune de lucru ca și radioreceptorul. Deși, în principiu, în acest caz receptorul se poate conecta direct la rețea (respectînd bineînțeles polaritatea), în practică între rețeaua de bord și receptor se intercalează un filtru trece-jos. Acesta are menirea de a împiedica pătrunderea în receptor, atît a variațiilor de frecvență joasă determinate de consumul intermitent (contactul la platine), cît și de armonicele de înaltă frecvență generate de scînteile din instalația de aprindere. Un filtru de acest tip este prezentat în fig. VI.3.

După cum se observă, este vorba de două secțiuni în L, prima fiind pentru frecvențe înalte (de ordinul sutelor de kiloherți și a megaherților), iar a doua pentru frecvențe începînd de la cadența motorului la turația minimă pînă la

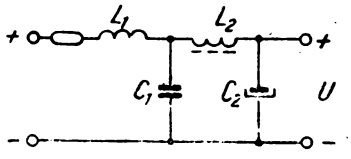


Fig. VI.3. Filtru de alimentare LC.

cîteva zeci de kiloherți. Intrarea în primul filtru se face prin bobină, deoarece un condensator ar fi inutil, el fiind șuntat de rezistența internă foarte mică a bateriei de bord. Condensatorul C_1 este de tip antiinductiv și trebuie să aibă o tensiune de lucru de ordinul cîtorva sute de volți (eventualele efecte rezonante pot ridica de cîteva zeci de ori nivelul impulsurilor perturbatoare). Capacitatea acestui condensator trebuie să fie de ordinul fracțiunii de microfarad, motiv pentru care convin destul de bine tipurile cu izolație de hîrtie. A doua celulă de filtrare este alcătuită dintr-o bobină de șoc cu fier și un condensator electrolitic.
Această celulă are drept scop principal împiedicarea pulsațiilor produse de generatorul motorului de a pătrunde în receptor. Totodată condensatorul prezintă o reactanță care scade foarte mult impedanța sursei, împiedicînd apariția unor tensiuni de reacție nedorită datorate variației curenților din receptor.

Din cauza simplității acestui sistem, radioreceptoarele portabile concepute spre a fi folosite și la bordul autovehiculelor se proiectează pentru a funcționa la una din tensiunile normalizate ale rețelelor de bord. În Europa aceste tensiuni fiind de 6 și 12 V, majoritatea aparatelor se proiectează pentru tensiunea de 6 V. De fapt, tensiunea de lucru a acestor aparate nu este de 6 V, (tensiunea bateriei cînd motorul nu funcționează) ci 7,5 V, tensiune apropiată de tensiunea generatorului atunci cînd motorul se află la turația de regim și încarcă acumulatorul. S-a ales valoarea de 7,5 V, deși este ceva mai mare decît tensiunea maximă a generatorului, deoarece aceasta corespunde primului multiplu al tensiunii de 1,5 V, superior valorii de 6 V (cînd funcționează independent, aparatul se alimentează de la 5 pile galvanice cu tensiunea de 1,5 V pe element).

Este de observat că, în general, nu se fac aparate pentru tensiunea de 12 V, pentru simplul motiv că este foarte dificilă alimentarea unui asemenea aparat de la un autovehicul cu tensiunea de 6 V (ar fi necesar un acumulator suplimentar care să se încarce în paralel cu cel principal și apoi să se conecteze în serie cu acesta). Cu mult mai simplă este alimentarea unui aparat conceput pentru 6 V de la o sursă de 12 V, deoarece în acest caz, în principiu, este suficient să se utilizeze un divizor rezistiv sau și mai simplu o priză pe bateria de acumulatoare.

Dacă totuşi este necesară alimentarea unui receptor la o tensiune mai mare decît tensiunea continuă de la bord şi nu este posibilă folosirea unui acumulator suplimentar, montajul la care se recurge este cel al unui multivibrator conectat la un transformator ridicător în al cărui secundar se află o punte de redresare. Randamentul acestor convertoare este de ordinul a 70—80%. Frecvenţa de întrerupere se alege de ordinul kiloherţilor. Dacă necesitatea alimentării unui întreg receptor la o tensiune ridicată este rară, în schimb destul de frecventă este necesitatea alimentării unui singur etaj, cum ar fi, de exemplu, etajul schimbător cu circuite acordate prin diode varicap sau, la tensiuni şi mai mari, indicatoarele optice de acord de tip tub electronic incluse în unele receptoare tranzistorizate autonome.

Atunci cînd consumul aparatului este variabil (ceea ce este cazul la toate aparatele portabile) şi în special atunci cînd, pentru a se obţine o putere satisfăcătoare, consumul maxim este destul de important, utilizarea unui simplu divizor este neeconomică şi incomodă. Aceasta deoarece pentru a împiedeca variaţia tensiunii pe divizor cu consumul este necesar ca puterea disipată în divizor să fie de cîteva ori mai mare decît consumul întregului receptor. O soluţie mai avantajoasă constă în utilizarea unui divizor cu diodă Zener, de tipul celui prezentat în fig. VI.4.

În fond acest montaj diferă de divizorul simplu prin utilizarea unei diode Zener în locul rezistenţei „balast“ (rezis-

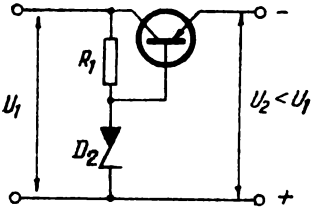


Fig. VI.4. Adaptor de tensiune continuă.

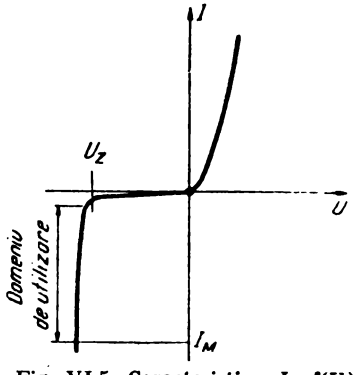


Fig. VI.5. Caracteristica $I=f(U)$ a diodelor Zener.

tență montată în paralel cu sarcina pentru a face mai puțin importantă variația sarcinii). Este știut că diodele Zener sînt diode cu siliciu avînd o caracteristică inversă, de forma celei din fig. VI.5.

Examinarea acestei caracteristici arată că pentru curenți cuprinși între valoarea de cot și valoarea maximă admisibilă a curentului I_M, tensiunea inversă a diodei variază foarte puțin. Cu alte cuvinte, includerea unei diode Zener într-un divizor, prin care primește o tensiune mai mare decît tensiunea de cot U_z, face ca tensiunea pe diodă să rămînă constantă, chiar dacă curentul prin ea variază ca urmare a modificării tensiunii aplicate pe divizor. Pe de altă parte, caracteristicile unui tranzistor arată că dacă tensiunea de control a bazei este fixă, atunci și tensiunea la ieșirea montajului va fi constantă, independent de eventualele variații de la intrare. Este interesant de remarcat că o creștere a curentului de sarcină, care ar putea da naștere unei scăderi a tensiunii aplicate montajului, nu modifică decît foarte puțin tensiunea la ieșire, deoarece dioda Zener păstrează tensiunea de comandă constantă. Așadar, montajul nu este numai un stabilizator, ci și o sursă cu o excelentă caracteristică externă. Mai mult, chiar, nu se combat numai variațiile lente, întîmplătoare, ci și variațiile periodice mai rapide. Cu alte cuvinte, montajul este și un filtru care împiedică trecerea componentelor alternative spre receptor.

De asemenea, nu trebuie să se uite faptul că tensiunea la ieșirea montajului depinde de tensiunea de bază. Aceasta înseamnă că, alegînd o diodă Zener convenabilă se poate obține la ieșire orice tensiune mai mică decît tensiunea aplicată, cu singura condiție ca tranzistorul să fie capabil să disipeze puterea care-i revine și care, evident, este cu atît mai mare, cu cît tensiunea la ieșire este mai mică, respectiv cu cît tensiunea care rămîne pe el este mai mare (suma dintre tensiunea la ieșire și căderea de tensiune pe tranzistor este egală cu tensiunea aplicată). Dacă necesitățile de stabilizare nu sînt prea drastice, atunci, pentru trecerea la o tensiune de ieșire mai mică nu este neapărat necesară schimbarea diodei Zener, putîndu-se recurge la un al doilea divizor dispus de data aceasta în paralel pe dioda Zener (fig. VI.6).

Divizorul poate fi și un potențiometru care face ca tensiunea la ieșire să poată fi reglată. Dezavantajul sistemului

este că divizorul suplimentar prezintă implicit rezistenţe care, străbătute de curentul necesar variabil al bazei, dau căderi de tensiune ce dăunează efectului de stabilizare, stricînd totodată şi caracteristica externă.

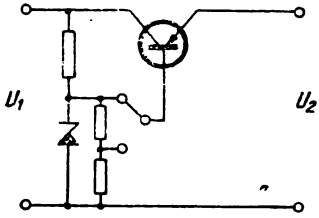


Fig. VI.6. Variantă a montajelor din fig. VII.4 pentru obţinerea mai multor tensiuni.

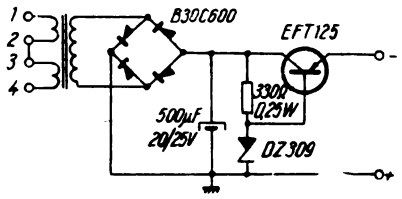


Fig. VI.7. Schema alimentatorului AT2.

Montajul din fig. VI.4 se dovedeşte a fi deosebit de avantajos, motiv pentru care se foloseşte şi pentru alimentatoarele conectate la o reţea de curent alternativ. Evident că, în acest caz, între reţea şi stabilizator trebuie intercalat un transformator şi un redresor. Ceea ce este interesant de remarcat este faptul că, datorită efectului de îmbunătăţire a caracteristicii externe, transformatorul poate fi dimensionat pornind de la posibilităţile lui de disipaţie şi nu de la necesitatea de a se obţine o rezistenţă internă cît se poate de mică. La limită, comparînd între ele transformatoare care conduc la caracteristici externe similare, unul cu şi celălalt fără montaj cu tranzistor stabilizat, se constată că în unele cazuri raportul volumurilor de fier este de ordinul 2. În fig. VI.7 este prezentată schema alimentatorului AT2 fabricat de Uzinele Electronica.

Acest alimentator furnizează o tensiune de 9 V la ieşire şi un curent maxim de 300 mA. În intervalul de la 20 mA (consumul unui receptor în absenţa unui semnal) la 220 mA (consumul aceluiaşi receptor la puterea de 1 W), tensiunea la ieşire variază cu circa 0,6 V. În domeniul 50—150 mA variaţia tensiunii este de ordinul a 0,2 V. Transformatorul acestui alimentator este realizat pe tole E 8 cu miez avînd secţiunea pătrată. Dacă s-ar fi realizat un alimentator simplu, nestabilizat, pentru ca tensiunea la ieşire

să nu varieze în intervalul 20—220 mA cu mai mult de 0,6 V, rezistența echivalentă a transformatorului ar fi trebuit să fie atît de mică, încît el nu ar fi putut să fie realizat decît cu ajutorul unui transformator cu tolă E 10. Volu-

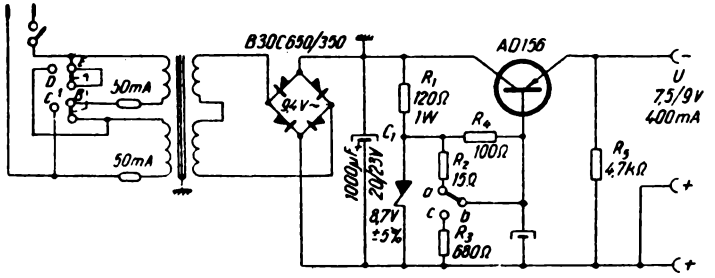


Fig. VI.8. Schema alimentatorului universal Grundig TN-12.

mul de fier ar fi fost de aproximativ două ori mai mare $\left(\frac{10}{8}\right)^3 \approx 1{,}95$. Pe lîngă gabaritul mai mare, acest transformator ar fi fost și mai scump, acoperind o bună parte din costul tranzistorului folosit în primul caz. În sfîrșit, montajul nestabilizat ar fi transmis sarcinii orice variație a tensiunii rețelei. În fig. VI.8 este redată schema alimentatorului TN12, fabricat de firma Grundig. Acesta este destinat alimentării majorității receptoarelor fabricate de această firmă.

Curentul maxim este de ordinul a 500 mA. În afară de construcție și de gabaritul transformatorului acesta este similar alimentatorului AT2. Este interesant de remarcat existența unui divizor în paralel pe dioda Zener care permite ca tensiunea la ieșire să fie de 7,5 sau 9 V.

Pentru aparatele cu o putere de ieșire de ordinul a 100—250 mW s-au realizat alimentatoare compacte sub forma unui ștecher evident ceva mai mare; de la acest ștecher pornește un cordon terminat cu o fișă ce deconectează bateriile proprii ale aparatului. Montajul conține un transformator E 6,4 urmat de o punte cu curentul maxim de 250 mA și de un tranzistor de filtrare din seria de mică putere. Baza acestui tranzistor este comandată prin intermediul unei diode Zener.

Pentru aparatele care admit variații mult mai mici ale tensiunii de alimentare, cum ar fi cele ale căror oscilatoare

trebuie să asigure condiții de mare stabilitate a frecvenței, sau cele care folosesc diode varicap, se recomandă utilizarea alimentatoarelor stabilizate prin bucla de reacție negativă.

În figura VI.9 este prezentată o asemenea schemă în care pentru comoditatea aplicării s-au admis tranzistoare *npn*. Spre deosebire de schema precedentă, în acest caz tranzistorul străbătut de curentul redresat nu mai este comandat de o tensiune fixă, ci de un curent variabil, obținut pe seama amplificării unei fracțiuni din tensiunea de la ieșire. Într-adevăr, dacă tensiunea la ieșire tinde să crească, această creștere se aplică sub forma creșterii potențialului pozitiv al bazei tranzistorului T_2. Emitorul aflîndu-se sub o tensiune fixată față de bornă „—" (U_{ref} poate fi obținut, de exemplu, cu ajutorul unei diode Zener), curentul de colector al acestui tranzistor va crește. Acest curent se scade din curentul cvasiconstant determinat de rezistența relativ mare R_3, diferența injectîndu-se pe baza tranzistorului T_2 și făcînd să crească căderea de tensiune pe acesta, lucru ce se opune tendinței de creștere a tensiunii la ieșire. Dacă tranzistorul T_2 ar fi fost de tip *pnp*, atunci n-ar mai fi fost necesară sursa de curent i_0, montajul luînd forma din fig. VI.10:

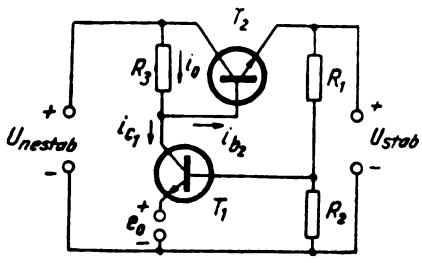


Fig. VI.9. Exemplu de alimentator stabilizat cu reacție negativă.

Deoarece în timp ce la montajul precedent o creștere a curentului i_{c1} provoca o scădere a curentului i_{b2}, la montajul de față efectul este creșterea lui i_{b2}, fiind necesară inversarea locurilor ocupate de tensiunea de reacție și cea de referință. Aceasta face

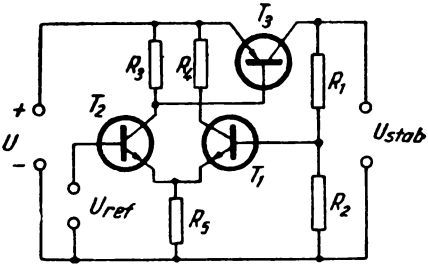


Fig. VI.10. Varianta schemei din fig. VI.9.

ca tranzistorul T_1 din fig. VI.10 să fie conectat în montaj *BC* şi nu *EC*, ca în fig. VI.9.

Acest lucru nu prezintă importanţă dacă rezistenţa văzută de tranzistorul T_1 spre divizor este mică, deoarece în acest caz reacţia internă fiind slabă cele două montaje se comportă aproape la fel.

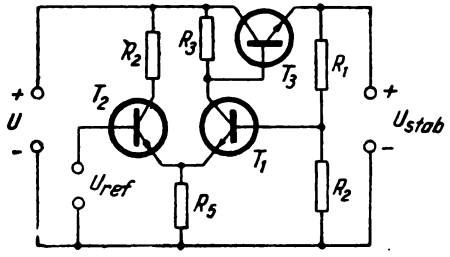


Fig. VI.11. Alimentator stabilizat cu amplificator diferenţial.

Dezavantajul principal al acestor două montaje este instabilitatea termică. Pentru a reduce acest efect există două posibilităţi : fie includerea unor reţele de compensare, fie înlocuirea tranzistorului T_1 cu un amplificator de eroare în montaj simetric. În fig. VI.11 este prezentată o schemă de acest tip.

Se remarcă faptul că tensiunea de reacţie se aplică pe baza tranzistorului T_1, iar tensiunea de referinţă, pe baza tranzistorului T_2. Suma celor doi curenţi de emitor este practic constantă şi aproape egală cu $\frac{U_0}{R_5}$. O eventuală diferenţă dintre e_0 şi tensiunea de reacţie modifică repartiţia curenţilor între colectorii T_1 şi T_2, făcînd să crească unul în detrimentul celuilalt. Astfel, de exemplu, dacă tensiunea de reacţie creşte, creşte i_{c1}, reducînd curentul bazei lui T_3. Dacă tranzistorul T_3 ar fi fost de tip *pnp*, atunci, evident baza lui ar fi trebuit conectată la colectorul tranzistorului T_2 şi nu la cel al tranzistorului T_1.

În fig. VI.12 este prezentat un exemplu practic de alimentator stabilizat. Acesta livrează o tensiune de 34 V cu o ondulaţie de 25 mV. Variaţia tensiunii la ieşire pînă la un curent de 1,5 A nu depăşeşte 0,2 V.

Un dezavantaj comun tuturor sistemelor de alimentare la care elementul de reglaj este conectat în serie cu curentul este posibilitatea distrugerii tranzistorului de reglaj în eventualitatea producerii unui scurtcircuit la ieşire. De aceea, este obligatorie protejarea montajului cu o siguranţă fuzi-

ilă. Inconvenientul descris poate fi ocolit dacă schema de tabilizare foloseşte un element de reglaj care se află nu în erie, ci în paralel cu sarcina.

În acest caz tranzistorul de reglaj este străbătut de un urent care, împreună cu cel al sarcinii, dau o sumă aproape

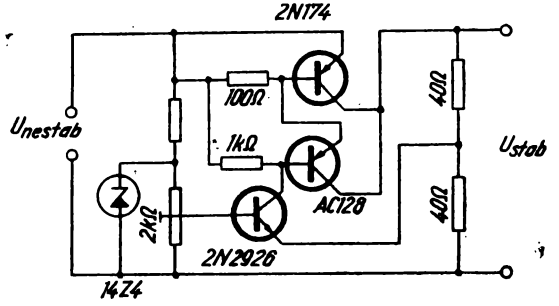


Fig. VI.12. Alimentator cu stabilitate ridicată a tensiunii debitate.

onstantă. Evident că în acest caz curentul prin elementul le reglaj este maxim cînd curentul din sarcină se reduce la urentul de repaus, situaţie inversă celei de pînă acum. Este le observat, că dacă în montajele precedente menţinerea onstantă a tensiunii de sarcină se făcea pe seama admiterii ınei tensiuni acoperitor de mari la ieşirea din redresor şi a preluării diferenţei pe seama căderii de tensiune pe tranzistorul de reglaj, în montajele cu reglare derivaţie menţinerea onstantă a tensiunii se face mai mult pe seama asigurării ınui curent acoperitor, ranzistorul de reglaj preuînd şi disipînd diferenţa pînă la curentul ıbsorbit de sarcină.

Schema de principiu ı unui asemenea alimentator stabilizat prin reacţie negativă este arătată în fig. VI.13.

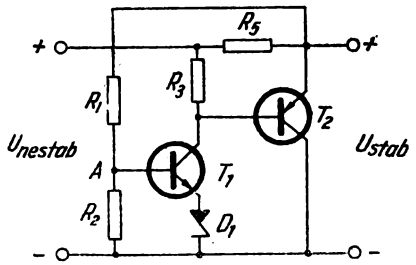


Fig. VI.13. Schema de principiu a unui alimentator cu stabilizare derivaţie.

Din motive de comolitate a conectării, cele

două tranzistoare folosite sînt unul *npn* şi celălalt *pnp*. Funcţionarea etajului este extrem de simplă. O fracţiune din tensiunea de la ieşire se aplică prin divizorul R_1R_2 pe baza tranzistorului T_1, care are montat între emitor şi masă o diodă

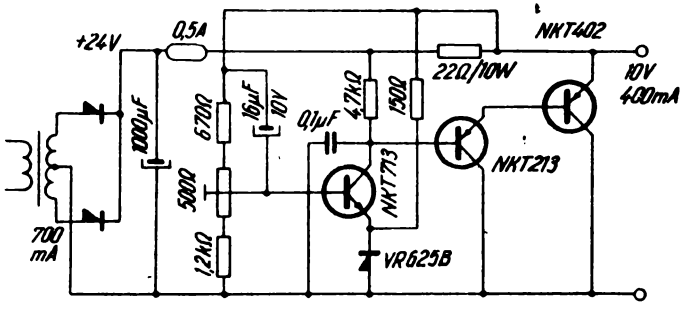


Fig. VI.14. Montaj practic de alimentator cu stabilizare derivaţie.

Zener. Tensiunea aplicată prin reacţie negativă determină modificarea curentului prin tranzistorul T_1, variind efectul de şuntare al acestuia. Într-adevăr, dacă tensiunea la ieşire tinde să crească (ca urmare, de exemplu, a scăderii curentului de sarcină), curentul prin tranzistorul T_1 creşte, provocînd creşterea curentului prin tranzistorul T_2. Acesta determină o creştere a căderii de tensiune pe rezistenţa R, care se opune creşterii curentului la ieşire. În fig. VI.14 este reprezentat un montaj practic derivat din această schemă, în care, pentru o mai bună stabilitate, se folosesc trei tranzistoare.

Dacă rezistenţa R_s este suficient dimensionată pentru a proteja puntea şi a nu se arde, atunci un eventual scurtcircuit nu deteriorează alimentatorul.

Principalul dezavantaj al montajelor cu stabilizare derivaţie este consumul lor mare şi, implicit, randamentul scăzut. Din această cauză se preferă montajele serie, care eventual, dacă pericolul scurtcircuitării este prezent, pot fi făcute să se blocheze atunci cînd curentul depăşeşte valoarea maximă admisibilă.

Montajele descrise mai sus se folosesc în special pentru receptoarele portabile cu consum variabil, fiind apreciate mai mult pentru importanţa menţinerii constante a tensiunii

cînd variază consumul decît cînd variază tensiunea de alimentare. Într-adevăr, eventualele variații ale tensiunii de rețea, deși teoretic pot atinge 10%, în general se mențin în limite mai mici. Ele au o importanță relativ scăzută, în etajele de putere, fiind intolerabile doar în etajele de intrare, care însă au un consum mult mai mic, motiv pentru care pot fi foarte ușor stabilizate.

De aceea, unii constructori lasă să varieze tensiunea alimentatorului, creind în interiorul receptorului o linie de alimentare a bazelor, care este încărcată de un curent relativ mic. Pentru stabilizarea acestor tensiuni se folosesc sau diode cu seleniu sau tot diode cu siliciu, însă nu polarizate invers, ci direct. Într-adevăr, se știe că ramura pozitivă a caracteristicii unei diode cu siliciu prezintă un cot după care eventual crește brusc. Acest cot nu are loc în origină, ci la o tensiune de ordinul a 0,4—0,7 V. Lucrurile se prezintă similar ca la folosirea efectului Zener, în cazul ramurii negative a acestor diode, cu deosebirea că tensiunea de prag este mult mai mică și deci mai convenabilă acestei situații.

Montajul se dovedește deosebit de util în cazul alimentării de la rețea a radioreceptoarelor tranzistorizate staționare. Acestea fiind, în general, în exclusivitate dependente de rețea, problema consumului are o importanță secundară, motiv pentru care etajele finale lucrează, de obicei, în clasă A. Evident că ele avînd un consum practic constant, problema menținerii unei tensiuni de alimentare constante devine legată numai de eventualitatea variației tensiunii rețelei. În această situație se renunță la orice stabilizare a tensiunii alimentatorului, folosindu-se doar o stabilizare internă a receptorului pentru tensiunile de polarizare. Întrucît, pentru a se putea obține puteri de AF de ordinul cîtorva wați este necesară creșterea tensiunii etajului final la valori de ordinul 20—40 V, aceste alimentatoare sînt, de obicei, prevăzute cu două redresoare, fiecare conectat la altă înfășurare a transformatorului de rețea. În fig. VI.15 este prezentată o schemă de acest tip.

Se remarcă faptul că tensiunea de 24 V nu este deloc filtrată sarcina unui filtraj îngrijit revenind doar celui de-al doilea redresor destinat restului montajului. Motivele pentru care nu se filtrează tensiunea destinată etajului final sînt,

în primul rînd insensibilitatea acestuia la variațiile de tensiune aplicate între colector și emitor (caracteristică a tranzistoarelor lucrînd în montaj *EC* și existența unor tensiuni mari ale semnalului util (de ordinul cîtorva volți) față de care ondulațiile reziduale sînt relativ mici. În sfîrșit, un alt motiv este dificultatea realizării unui filtraj eficace. Într-adevăr, pentru a nu înrăutăți considerabil caracteristica externă la curenți de ordinul a 1 A este necesar ca rezistența în curent continuu a unei bobine de șoc să fie sub 1 Ω. Aceasta înseamnă, implicit, o inductanță scăzută și pentru a îmbunătăți filtrarea, condensatoare de foarte mare capacitate (mii de microfarazi).

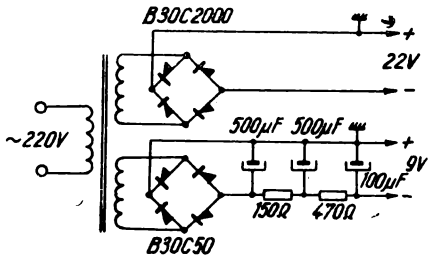


Fig. VI.15. Alimentator cu două tensiuni de ieșire.

Existența unei variații de tensiune de la gol la sarcină, datorate caracteristicii externe, nu are nici un fel de importanță asupra funcționării montajului atîta timp cît tensiunea în gol nu periclitează piesele din interiorul montajului. Într-adevăr, consumul în sarcină fiind constant, independent de volum și de prezența sau absența unui semnal, înseamnă că tensiunea în sarcină este aceeași, dacă, bineînțeles, nu variază tensiunea rețelei.

Blocurile de alimentare ale aparatelor cu tuburi s-au modificat foarte puțin în ultimul timp. În afară de unele îmbunătățiri aduse transformatoarelor (tratamentul termic al tolelor, folosirea unor înfășurări, a căror izolație permite o temperatură de lucru mai ridicată) și de reducere a gabaritului condensatoarelor de filtraj, singura modernizare mai importantă constă în înlocuirea tuburilor redresoare cu elemente semiconductoare. Acestea, ocupînd mai puțin spațiu avînd rezistențe interne mai mici, nenecesitînd o putere de încălzire și avînd o durată de funcționare incomparabil mai mare, au înlocuit pur și simplu tuburile electronice redresoare în majoritatea receptoarelor cu tuburi.

CAPITOLUL VII

DISPOZITIVE DE COMANDĂ AUTOMATĂ ŞI TELECOMANDĂ ÎN RADIORECEPTOARE

În radioreceptoarele moderne se folosesc o serie de dispositive şi instalaţii anexe, avînd drept scop, pe de o parte, mbunătăţirea calităţii funcţionării acestora, iar pe de altă parte, punerea la dispoziţia utilizatorilor pretenţioşi a unor mijloace simple pentru efectuarea cît mai comodă a comenzii radioreceptoarelor.

Dintre dispozitivele care vin să asigure o îmbunătăţire a performanţelor tehnice ale radioreceptoarelor amintim pe cele mai importante : corecţia automată de frecvenţă, sistemul de acord automat pe emisiunea dorită, selectivitatea variabilă automată.

Instalaţia anexă care permite ridicarea gradului de confort în exploatarea unui radioreceptor este dispozitivul de telecomandă [comandă de la distanţă].

1. DISPOZITIVE DE COMANDĂ AUTOMATĂ UTILIZATE ÎN RADIORECEPTOARE

a. **Sistemul de corecţie automată a frecvenţei (CAF).** După cum se ştie, acordul precis al radioreceptorului pe postul recepţionat este una din condiţiile esenţiale pentru obţinerea unei calităţi în redarea sunetului. În caz contrar apar distorsiuni, se reduce intensitatea semnalului şi uneori se ajunge chiar pînă la încetarea audiţiei.

Acest fenomen este deosebit de important, mai ales în gama de UUS, şi în special la radioreceptoarele cu tranzistoare unde, pentru înlăturarea inconvenientului amintit, se procedează la utilizarea sistemului de corecţie automată a frecvenţei (CAF). O astfel de soluţie permite acordarea exactă a radioreceptorului, în mod automat, atunci cînd ne apropiem cu acordul manual la circa 300 kHz de frecvenţa centrală a postului pe care dorim să-l recepţionăm. În plus, radioreceptorul, o dată acordat pe emisiunea dorită, rămîne permanent corect acordat, chiar dacă frecvenţa oscilatorului

local se modifică din diverse cauze (influența temperaturii variația tensiunii de alimentare a radioreceptorului, deza cordări din cauza instabilității mecanice a instalației de acord manual).

Principiul de funcționare al sistemului de corecție automa tă a frecvenței este prezentat în schema-bloc din fig. VII.1

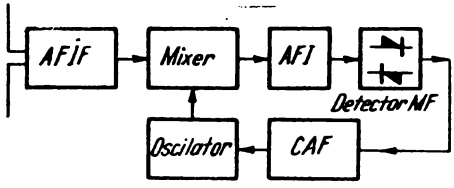


Fig. VII.1. Schema-bloc a unui sistem de CAF.

Sistemul de CAF este constituit din două părți principale sistemul detector de eroare și sistemul de comandă.

Sistemul detector de eroare (care constă dintr-un dis criminator de fază sau un detector de raport) reacționeaz la necoincidența diferenței $f_h - f_s$(f_h — frecvența oscilatoru lui local; f_s — frecvența semnalului) cu frecvența f_i (frecvenț intermediară), creînd la ieșirea sa o tensiune a cărei valoar și semn sînt proporționale cu valoarea și semnul erori Această tensiune se aplică la sistemul de comandă care ac ționează direct asupra circuitului de acord al oscilatorului aducînd frecvența acestuia la valoarea corectă.

În schemele moderne, la sistemele de comandă sînt folo site diodele cu capacitate variabilă, adică diodele varicap

În fig. VII.2 este prezentată o schemă electrică a unu sistem de CAF utilizat la un radioreceptor pentru emisiu cu MF.

Principiul de funcționare este următorul: dioda D_1, î funcție de tensiunea de eroare furnizată de detectorul d raport, se comportă ca o capacitate care modifică frecvenț oscilatorului local la valoarea necesară, aceasta în condițiil unei alegeri potrivite a valorilor elementelor din schem Soluția este posibilă, întrucît în domeniul de blocare diod semiconductoare D_1 are o capacitate proprie, a cărei valoar variază, în funcție de tensiunea aplicată, după legea prezen tată în fig. VII.3. Pentru blocare este folosită tensiunea d

polarizare în sens invers U_p (asigurată de schema de stabilizare în care intră rezistența R_3 și dioda D_2), a cărei valoare este de circa + 1 V.

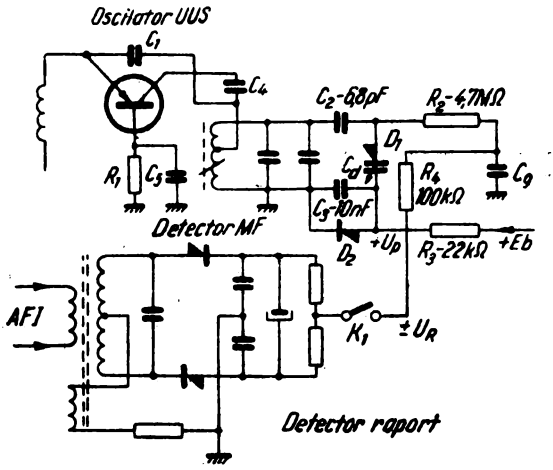


Fig. VII.2. Schema electrică de principiu a unui sistem de CAF utilizat la un radioreceptor pentru emisiuni cu MF.

La această polarizare capacitatea diodei D_1 este de aproximativ 40 pF. Pentru reducerea capacității diodei la o valoare de utilizare convenabilă schemei oscilatorului de UUS, în serie cu aceasta este montat condensatorul C_2(6,8 pF). În aceste condiții capacitatea efectivă, conectată în paralel pe circuitul oscilant și care acționează asupra acesteia,

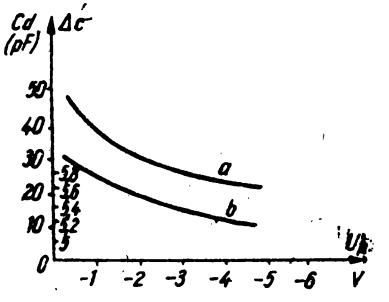


Fig. VII.3. Variația capacității unei diode varicap în funcție de tensiunea de polarizare:
a — capacitatea diodei C_d; b — capacitatea echivalentă.

$$\Delta C = \frac{C_d \times C_2}{C_d + C_2}.$$

este de circa 6 pF. În fig. VII.3 este trasată și curba de variație a acestei capacități echivalente (ΔC), în funcție de tensiunea aplicată diodei varicap D_1. Pentru conectarea pe circuitul oscilant a ansamblului diodă D_1 — capacitate C_2 este utilizat condensatorul de capacitate mare C_3(10 nF).

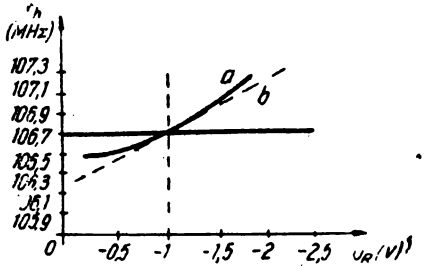


Fig. VII.4. Curba de variație a frecvenței oscilatorului în funcție de tensiunea de CAF:
a — curba reală; *b* — curba ireală.

Tensiunea de reglare U_R, obținută de la detectorul de raport, se aplică la dioda D_1 prin circuitul de filtrare R_4, R_2, C_9. Această tensiune putînd lua valori cuprinse între + 1 V și — 1 V și ținînd seamă de tensiunea de polarizare în sens invers de + 1 V, rezultă că tensiunea aplicată la bornele diodei D_1 variază între 0 și — 2 V. Variația corespunzătoare de capacitate a diodei (v. curba *a* din fig. VII.3) este de aproximativ 15 pF, iar a capacității echivalente care acționează asupra circuitului acordat al oscilatorului este de circa 0,65 pF.

În aceste condiții, frecvența de lucru a oscilatorului se modifică cu circa $\pm$ 400 kHz față de frecvența nominală de acord a oscilatorului (f_h).

În fig. VII.4 este prezentată curba de variație a frecvenței oscilatorului, datorită tensiunii de CAF, pentru cazul în care oscilatorul local este acordat pe 106, 7 MHz (corespunde la o frecvență de 96 MHz a semnalului aplicat în antenă).

În fig. VII.5 sînt prezentate curbele care explică procesul acordului automat de frecvență. Curba *a* reprezintă variația tensiunii de comandă (care se aplică diodei varicap D_1), funcție de dezacordurile de frecvență produse față de frecvența intermediară și care în fond este chiar curba în „S" a detectorului de raport.

Pe aceeași figură este prezentată și caracteristica idealizată de reglare a diodei D_1 (curba *b*) la care variațiile de capacitate au fost transpuse în variații de frecvență raportate la frecvența de 106,7 MHz.

În condițiile în care, dintr-o cauză oarecare, frecvența oscilatorului suferă o modificare Δf, față de valoarea nominală, o aceeași abatere Δf are loc și pentru frecvența intermediară.

Să considerăm că frecvența noului semnal de FI obținut scade cu 100 kHz față de frecvența intermediară pe care sînt

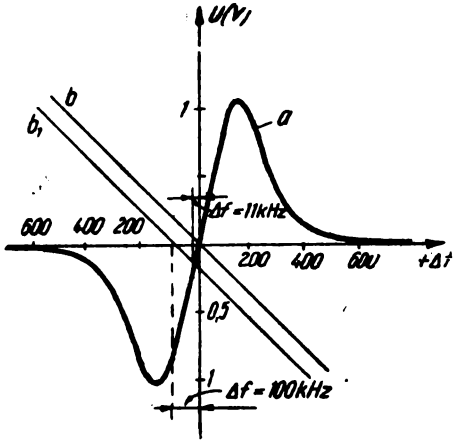


Fig. VII.5. Curbele care explică procesul corecției automate de frecvență:
a — curba în „S" a detectorului de raport; *b* — curba de variație a frecvenței oscilatorului în funcție de tensiunea de CAF.

acordate circuitele detectorului de raport. În aceste condiții apare la detector o tensiune de reglare de aproximativ —0,9 V (fig. VII.5) care acționează asupra capacității diodei D_1 și reduce dezacordul Δf la circa 11 kHz. Întrucît oscilatorul nu a revenit cu frecvența la valoarea nominală, o nouă tensiune de reglare corespunzătoare acestui dezacord acționează asupra capacității diodei D_1 și din nou frecvența de acord a oscilatorului este corectată. Procesul se repetă pînă cînd circuitul oscilatorului este adus la acord exact. Se poate observa cu ușurință că în cazul unui dezacord inițial, în sens opus, lucrurile se prezintă în mod similar.

O caracteristică importantă a sistemului de CAF este lățimea maximă a benzii în care se mai realizează acordul, denumită zonă de acțiune. Ea depinde atît de amplitudinea

și de lățimea curbei S cît și de caracteristica de reglare a diodei varicap.

Zona de acțiune trebuie să fie suficient de mare, pentru a obține o funcționare sigură a corecției automate de frecvență la dezacordarea radioreceptorului în raport cu semnalul recepționat. În același timp însă lățimea ei nu trebuie să fie mai mare decît distanța dintre două canale învecinate, deoarece în caz contrar postul vecin puternic poate intra sub acțiunea CAF și radioreceptorul să se acorde pe acesta. Pentru înlăturarea acestor inconveniente zona de acțiune se limitează, de obicei, la $\pm$ 300 kHz.

Prezența CAF este frecvent observată la radioreceptoarele moderne cu MF, în special în cazul celor cu tranzistoare, un astfel de sistem rezolvînd nu numai problema acordului corect pe emisiunea dorită, ci și a unei bune stabilități a oscilatorului local față de variațiile de temperatură și ale tensiunii de alimentare (baterii sau rețea).

De obicei, într-un radioreceptor sistemul de CAF se poate conecta sau deconecta, după voie. Așa, de exemplu, în fig. VII.2, prin intermediul comutatorului K_1, se poate comanda ca radioreceptorul să lucreze fără CAF pînă s-a ajuns cu acordul manual în apropierea postului, după care se lasă să intre în acțiune sistemul. Această soluție permite înlăturarea inconvenientului ce apare în timpul schimbării acordului aparatului de la un post la altul, cînd sistemul de CAF continuă să mențină acordul pe postul precedent, stînjenind operația de acord pe emisiunea apropiată. Într-adevăr, tensiunea creată prin dezacord deplasează frecvența oscilatorului și ca rezultat continuă recepția emisiunii pe care a fost realizat acordul, devenind imposibilă recepția unui semnal învecinat pînă cînd tensiunea de reglare nu mai poate urmări dezacordul.

În afară de schemele cu diodă varicap sînt întîlnite montaje de corecție automată de frecvență care pun în evidență variațiile capacității dinamice de intrare ale unui tranzistor polarizat cu o tensiune variabilă obținută tot de la etajul detector al radioreceptorului.

Principiul rămîne același ca în schemele obișnuite de CAF, particularitatea intervenind în structura montajului. Analizînd schema din fig. VII.6, se observă că montajul este destul de simplu, întrucît aici nu este nevoie decît de cîteva elemente

pasive : condensatoare şi rezistenţe. Se observă că în acest montaj baza tranzistorului oscilatorului local este conectată la etajul detector al radioreceptorului prin intermediul a

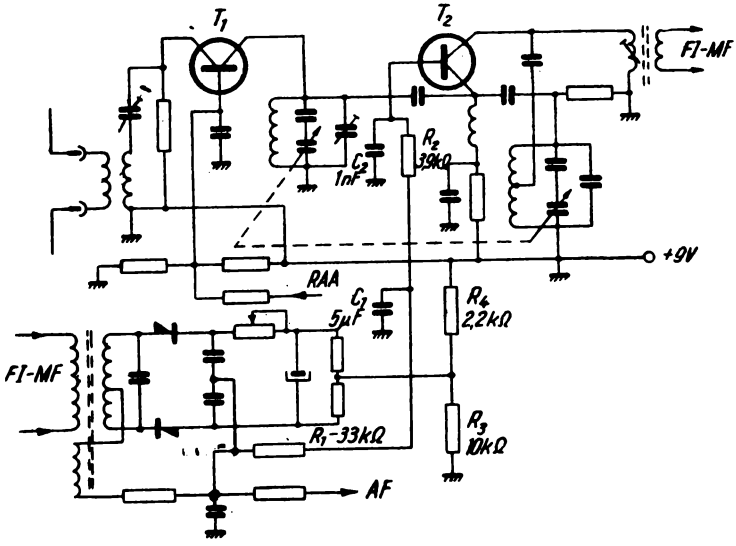


Fig. VII.6. Exemplu de circuit de CAF care utilizează variaţia capacităţilor de intrare şi de ieşire ale tranzistorului oscilator.

două filtre de tip RC (R_1, C_1, şi R_2C_2), prin care primeşte tensiunea continuă variabilă furnizată de etajul detector.

Tot prin acelaşi circuit, şi trecînd prin etajul detector, se aplică o tensiune de polarizare de la sursa de alimentare a radioreceptorului, utilizîndu-se în acest sens divizorul rezistiv R_3, R_4. La această polarizare corespunde o valoare determinată a capacităţilor de intrare şi ieşire a tranzistorului T_2, valoare care este modificată imediat ce frecvenţa oscilatorului alunecă, o tensiune de reglare de la detector fiind aplicată din acel moment pe baza tranzistorului T_2.

Montajul permite să se facă faţă în majoritatea cazurilor de derivă de frecvenţă produsă din cauză de variaţii de temperatură. În schemele mai pretenţioase, în circuitul de corecţie automată de frecvenţă se introduce un etaj amplificator de curent continuu. În acest fel, prin amplificarea tensiunii

continue, obținută de la detectorul de raport, se poate realiza o mai mare variație a curentului de colector al tranzistorului din etajul oscilator și implicit a capacităților de intrare și ieșire.

b. Acordul automat al radioreceptorului. Introducerea sistemului de acord automat la radioreceptoare satisface dorința utilizatorilor, în ceea ce privește simplificarea căutării emisiunilor dorite. Tehnica actuală oferă, fie dispozitive speciale pentru căutarea automată a posturilor, fie sisteme care să asigure acordul exact al radioreceptorului pe postul dorit prin simpla apăsare pe un buton sau pe o clapă.

În cazul dispozitivelor pentru căutare și acord automat pe post se folosește, de obicei, un sistem electromecanic care permite comanda elementelor de acord și deplasarea acului indicator al scării pe emisiunea dorită. Acest sistem electromecanic folosește cel mai frecvent un motor electric de curent continuu sau alternativ, comandat, care învîrte rotorul blocului de condensatoare, sau axul potențiometrului de polarizare în cazul utilizării acordului prin diodă varicap.

Pus în funcțiune, prin intermediul unei clape de comandă motorul, împreună cu sistemul de acord al radioreceptorului, se rotește pînă la apariția unui post. Atunci tensiunea de alimentare a motorului este întreruptă și tensiunea de acord fin, furnizată de un discriminator, reglează, cu ajutorul motorului, acordul exact pe post. Sensul de căutare poate fi schimbat, printr-o apăsare de clapă, capătul de scară asigurînd, de obicei, automat schimbarea sensului.

În mod obișnuit sensibilitatea automatului căutător poate fi reglată în trepte, în funcție de nivelul posturilor căutate.

În ceea ce privește sistemul de acord prin apăsare pe un buton sau clapă, soluția întîlnită în radioreceptoare este utilizarea de circuite oscilante prereglate, acordate pe frecvența postului dorit. În procedeul clasic sistemul prezenta dezavantajul că pentru fiecare post era necesară utilizarea unei serii de circuite LC separate. Lucrurile au fost mult simplificate o dată cu extinderea utilizării diodei varicap, în acest caz apăsarea pe o clapă, corespunzînd polarizării necesare pentru ca valoarea capacității diodei varicap să fie cea corespunzătoare asigurării acordului pe emisiunea dorită. De obicei, o astfel de instalație este asociată și cu o corecție

automată de frecvență spre a permite tot timpul un acord perfect pe postul dorit.

Un astfel de sistem de acord este prezentat în fig. VII.7, unde sînt date detaliile de comutație a posturilor prereglate, operație realizată prin comutatorul S_1. În condițiile în care nici una din clapele de comandă nu sînt anclanșate, potențiometrul P_1, care este solidar legat cu indicatorul de scară, este în lucru și permite căutarea normală a posturilor, asigurată prin polarizarea corespunzătoare a diodelor varicap din circuitele acordate ale blocului de UUS.

Utilizarea diodelor varicap pentru comanda acordului prezintă o serie de avantaje, mai ales în ceea ce privește circuitul de CAF.

Întrucît diodele utilizate fac parte integrantă din circuitele acordate ale blocului de UUS, rezultă că eficacitatea sistemului, datorită tensiunii provenite de la detectorul de raport, este foarte mare. Din această cauză, pentru a evita o acțiune prea puternică a acestei tensiuni, a fost necesar să se recurgă în montaj la două diode, D_1 și D_2, realizîndu-se astfel o curbă de corecție cu flancuri abrupte și o zonă de acțiune destul de strînsă. În aceste condiții este posibil, fără a suprima CAF, de a se realiza acordul pe o purtătoare cu nivel redus, vecină cu stația locală puternică și aceasta fără teama apariției pericolului ca acordul radioreceptorului să treacă brusc de la stația cu nivel redus la cea puternică. Suprimarea tensiunii de CAF, care în fond se adaugă în serie cu aceea a comenzii manuale a acordului, se realizează cu ajutorul comutatorului S_2.

Sistemul prezentat dispune și de posibilitatea acordului de la distanță a radioreceptorului, dispozitivul de telecomandă fiind conectat, în acest caz, la mufa conectorului de telecomandă (fig. VII.7).

c. **Selectivitatea variabilă automată.** În principiu selectivitatea variabilă este necesară într-un radioreceptor datorită avantajelor prezentate în sensul că permite obținerea unei benzi largi de trecere în cazul în care este recepționat un post local puternic și creșterea selectivității în condițiile în care se recepționează un post slab, aparatul oferind și în această situație condiții corespunzătoare de ascultare a emisiunii dorite.

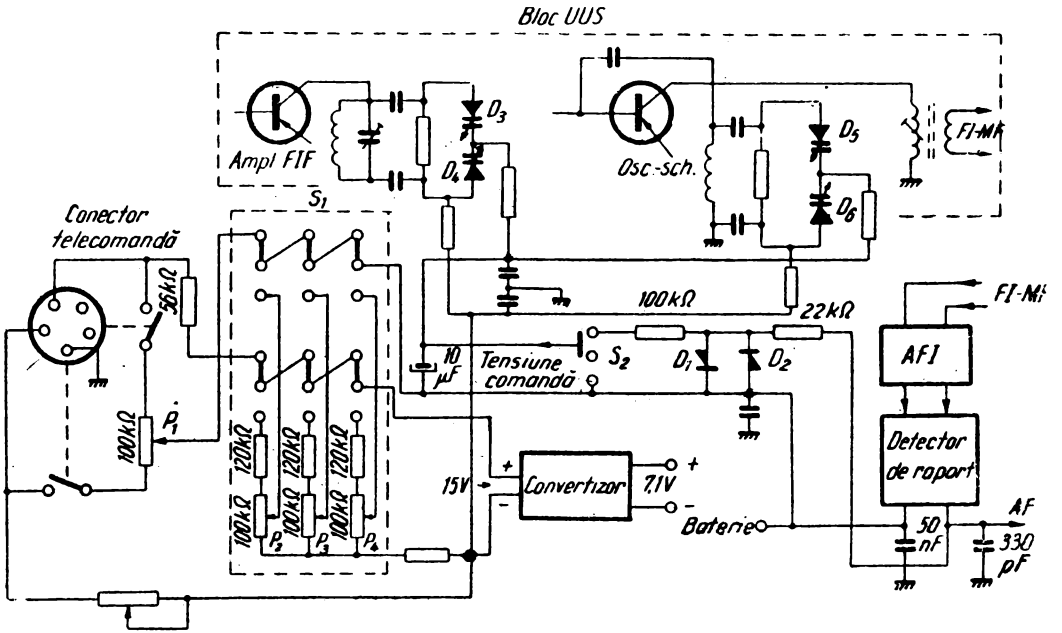


Fig. VII.7. Instalație folosită pentru sistemul de acord automat prin apăsare pe buton sau clapă.

În tehnica radioreceptoarelor selectivitatea variabilă este realizată, fie manual, fie pe cale automată, cea din urmă fiind des întîlnită la radioreceptoarele de calitate, la care prezența unui tub electronic sau a unui dispozitiv auxiliar nu constituie o problemă la prețul de cost al aparatului.

În prezent, pentru realizarea selectivității variabile automate, în montajele radio sînt utilizate frecvent diodele semiconductoare. Astfel montajul prezentat în fig. VII.8 permite ca simultan cu reducerea amplificării etajului schimbător echipat cu tranzistorul T_1 și o selectivitate variabilă a radioreceptorului. Într-adevăr, dioda D_1, prin amortizarea transformatorului FI_1, realizează totodată și o lărgire a benzii de trecere a acestui etaj, valoarea rezistenței sale diferențiale fiind în corespondență directă cu valoarea semnalului aplicat radioreceptorului. În acest fel posturile mai puternice, care determină intrarea în acțiune a diodei D_1, sînt auzite mai bine din punctul de vedere al caracteristicii de frecvență.

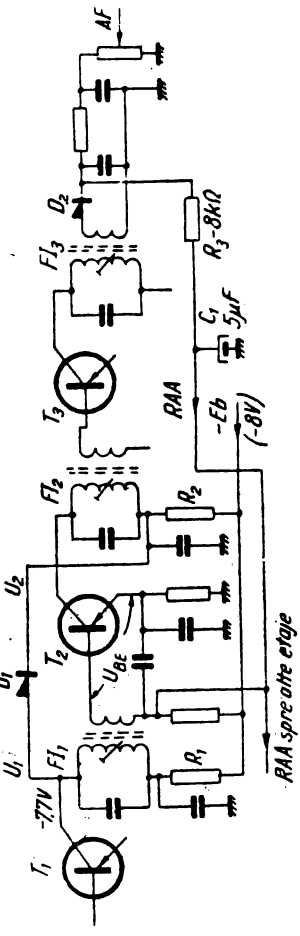


Fig. VII.8. Amplificator FI-MA cu tranzistoare și sistem de RAA.

2. DISPOZITIVE DE TELECOMANDĂ UTILIZATE ÎN RADIORECEPTOARE

Telecomanda este instalația anexă din radioreceptor care

permite ridicarea gradului de confort în exploatarea unui astfel de aparat. De multe ori, însă, telecomanda reprezintă nu numai un confort, ci și o necesitate, ca, de exemplu, în cazul unei persoane bolnave reținute la pat. De asemenea,

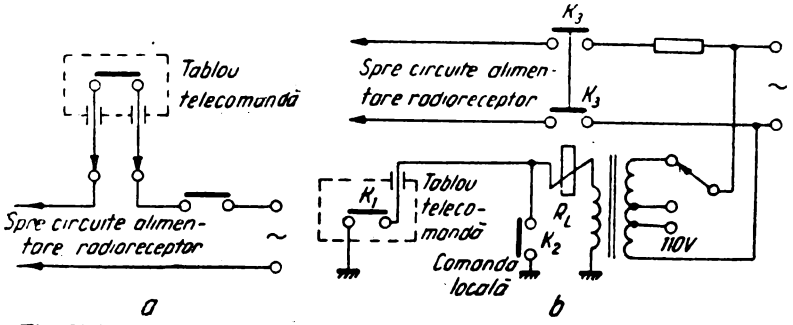


Fig. VII.9. Sisteme de telecomandă a conectării și deconectării radioreceptorului de la rețea:
a — conectare directă; *b* — conectare prin relee.

în cazul radioreceptoarelor stereofonice, telecomanda permite reglarea echilibrului între canale din locul în care se află ascultătorul, dînd astfel acestuia posibilitatea obținerii unei audiții de o cît mai bună calitate.

Utilizarea telecomenzii oferă, de obicei, posibilitatea realizării la un radioreceptor a tuturor comenzilor care, în general, sînt prevăzute la acesta: conectarea și deconectarea de la rețea, comutarea gamelor, acordul pe emisiunea dorită, reglarea volumului și a tonalității sunetului.

În radioreceptoarele moderne se întîlnesc atît sisteme de telecomandă prin cablu cît și cele fără fir. Primul sistem de comandă de la distanță este mai simplu, mai sigur în exploatare, însă prezintă dezavantajul că produce cuplaje parazite în radioreceptor, iar lungimea lui limitează distanța de la care poate fi utilizat. Sistemele de telecomandă fără fir nu sînt atît de mult afectate de distanță, însă prezintă dezavantajul că au instalații complicate și costisitoare.

În cazul utilizării telecomenzii prin cablu, conectarea și deconectarea radioreceptorului de la rețea se poate realiza, atît direct cît și cu ajutorul releelor. Prima soluție (fig. VII.9,*a*) este simplă din punct de vedere constructiv, însă prezintă

dezavantajul prin pericolul ce se poate ivi pentru utilizator datorită existenței tensiunii de rețea în cablu de comandă. În plus, prezența unor conductoare de rețea în strînsa vecinătate a celor de reglarea volumului și tonului face să crească pericolul introducerii tensiunii de brum în etajele de AF ale radioreceptorului telecomandat.

Soluția conectării radioreceptorului la rețea prin utilizarea unui releu (fig. VII.9, *b*) este mai costisitoare, însă înlătură inconvenientele amintite la primul sistem. Prin apăsarea clapei de contact K_1 (în cazul telecomenzii) circuitul releului R_L se închide și sînt realizate contactele de rețea K_3, care dispun de posibilitatea unei blocări mecanice, astfel că, după eliberarea contactului K_1, releul este lipsit de curent. La o nouă apăsare a contactului K_1, prin acțiunea exercitată de releul R_L, are loc deblocarea mecanică a contactelor de rețea K_3 și astfel radioreceptorul se deconectează de la sursa de alimentare.

Pentru schimbarea de la distanță a gamelor de unde ale radioreceptorului, soluția mai frecvent întîlnită este cea a folosirii unui motor electric, în acest sens schimbătorul de game fiind realizat, din punct de vedere constructiv, sub forma unui tambur. Printr-un mecanism de transmisie rotorul motorului electric este legat la axul tamburului, pe care este montat un disc care sprijină lamele de contact ale gamelor de unde (fig. VII.10). Prin apăsarea uneia din clapele schimbătorului de game se închide circuitul de alimentare al motorului, și acesta, împreună cu tamburul se rotesc pînă cînd lamela de contact a gamei respective părăsește suprafața metalică a discului; atunci circuitul de alimentare al motorului se întrerupe, clapa revine în poziția inițială și procesul de comutare se oprește. Lamele de contact ale gamelor se situează uniform pe circumferința discului, astfel că în momentul în care una din ele părăsește contactul, toate celelalte lamele sînt situate pe suprafața acestuia, spre a face astfel posibilă comanda pe o nouă gamă.

Instalația este astfel concepută, încît prin apăsarea unei clape de pe dispozitivul de telecomandă, circuitul de comandă locală (directă) se întrerupe.

Sistemul prezentat în fig. VII.10 este comutat pentru gama de UUS.

Pentru realizarea de la distanță a acordului radioreceptorului pe emisiunea dorită sînt folosite procedeele prezentate în acest capitol la §1, *c*, pentru aceasta la pupitrul dispozitivului de telecomandă fiind prevăzute sisteme de comandă

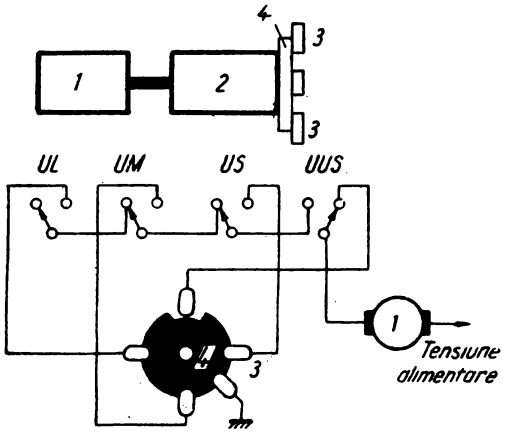


Fig. VII.10 Montaj folosit în radioreceptoare pentru schimbarea gamelor de unde de la distanță:
1 — motor electric; *2* — schimbător de game în formă de tambur; *3* — contacte pentru telecomandă; *4* — disc metalic.

similare cu cele montate în radioreceptor pentru comanda directă.

Procedeul cel mai eficient dar și cel mai costisitor pentru telecomanda volumului se bazează, ca și în cazul schimbătorului de game, pe existența unui motor electric care permite rotirea axului potențiometrului la unghiul dorit. Soluția fiind scumpă, s-a recurs și la alte rezolvări ale acestei probleme, printre care mai frecvent se întîlnesc montajele în care se procedează la variația tensiunii grilei ecran a ultimului tub amplificator de FI, a tensiunii de negativare a grilei primului tub amplificator de AF (în condițiile în care tubul are pantă variabilă), a reacției negative de curent în catod.

Dezavantajul comun tuturor acestor montaje, în comparație cu sistemul de telecomandă în varianta cu motor electric, este interdependența dintre pozițiile regulatoarelor de volum locale și cele de comandă de la distanță.

Reglarea tonului fiind mai puțin necesară, nu este întîlnită prea des în sistemele de telecomandă. O variantă folosită la radioreceptoarele moderne cu tranzistoare este utilizarea a două preamplificatoare de audiofrecvență, unul dintre acestea găsindu-se în dispozitivul de telecomandă și fiind echipat cu reglaje de volum și ton. Cel de-al doilea preamplificator este montat în radioreceptor și este identic cu primul, avînd aceeași putere, funcțiune și aceleași reglaje de ton. După felul de funcționare al aparatului este comutat cînd unul, cînd altul dintre preamplificatoare, aceasta, de obicei, cu ajutorul unui releu ce se găsește în sistemul de comandă de la distanță.

În ceea ce privește sistemele de telecomandă fără fir două sînt procedeele mai des întîlnite în aparatura radioelectronică: procedeul prin utilizarea ultrasunetelor și procedeul optic.

În cazul telecomenzii prin ultrasunete, instalația cuprinde postul de emisie, care constituie dispozitivul prin care se dă de la distanță comanda dorită și postul de recepție, care primește comanda și o transmite instalațiilor anexe care execută această comandă.

Emițătorul cu ultrasunete constă în fond dintr-un oscilator echipat cu un tranzistor, un difuzor electrostatic de ultrasunete și o baterie de alimentare. Construcția acestui dispozitiv de telecomandă este comodă, dimensiunile lui permițînd, de obicei, deservirea cu aceeași mînă în care este ținut.

În fig. VII. 11 este dată schema de principiu a unui astfel de emițător. Frecvențele de comandă folosite sînt:

35,5 kHz pentru conectare-deconectare radioreceptor;
38,5 kHz pentru comutarea gamelor de unde;
41,5 kHz pentru comanda volumului;
44,5 kHz pentru comanda acordului pe emisiunea dorită.

Tranzistorul emițătorului lucrează în schemă cu emitorul comun. Bobina L_1 împreună cu condensatoarele C_4, și C_1 (a, b, c, d), constituie circuitul acordat al oscilatorului. O alegere convenabilă a prizei pe bobină permite să se obțină la ieșirea oscilatorului o tensiune de vîrf de circa 350 V. Acest semnal este transformat în ultrasunete cu ajutorul unui difuzor electrostatic și radiat în spațiu.

Între circuitul de rezonanță și difuzor se află un redresor cu dublare de tensiune ce creează o tensiune de polarizare

de circa 150 V pe plăcile sistemului electrostatic. Cu întreruptorul K_1 se fixează frecvența de lucru. Pentru a se alege direcția de rotație a servomotorului din radioreceptor se pendulează frecvența ultrasunetului generat de emițător.

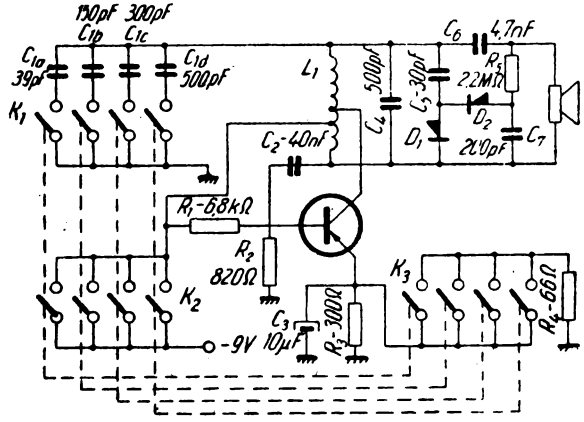


Fig. VII.11. Schema de principiu a unui oscilator pentru ultrasunete.

Această pendulare este comandată cu ajutorul comutatorului K_3, care permite scoaterea din circuitul de emitor a rezistenței R_4, din care cauză are loc o deplasare a punctului de funcționare al tranzistorului, în aceste condiții în circuitul de emitor rămînînd numai rezistența R_3 și condensatorul C_3. La această schimbare a punctului de funcționare apare un curent de pendulare de circa 130 Hz, care este determinat de sarcina variabilă a condensatorului C_3 și de rezistența neliniară a tranzistorului.

Întreruptoarele de comandă de pe panou sînt astfel construite, încît în situația pentru mers înainte cuplează comutatoarele K_1, K_2, și K_3, iar pentru mersul înapoi cuplează numai comutatoarele K_1 și K_2.

Receptorul cu ultrasunete (fig. VII.12) este prevăzut la intrare cu un microfon electrostatic de tip special pentru captarea acestor semnale și transformarea lor în oscilații electrice.

Primele două etaje de amplificare sînt prevăzute cu filtre de bandă pentru frecvențele 35—45 kHz. Urmează apoi

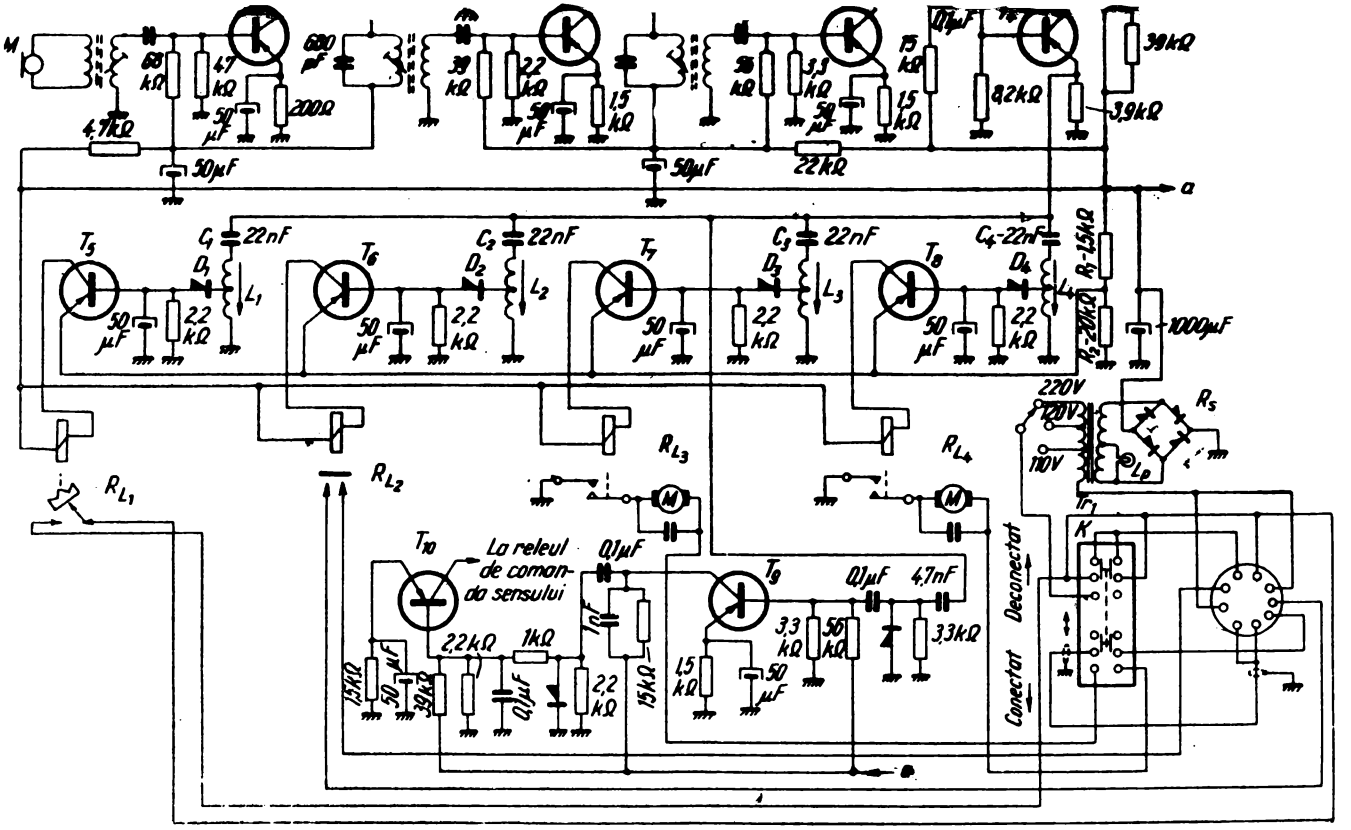


Fig. VII.12. Schema de principiu a unei instalații de recepție pentru telecomandă prin fascicul luminos.

două etaje amplificatoare RC, dintre care unul este de putere. Semnalul de ieşire este cules de pe emitorul tranzistorului T_4 şi aplicat simultan pe patru circuite rezonante: L_1C_1, L_2C_2, L_3C_3, L_4C_4, acordate fiecare pe una din cele patru frecvenţe captate de la emiţător. Fiecare semnal selecţionat

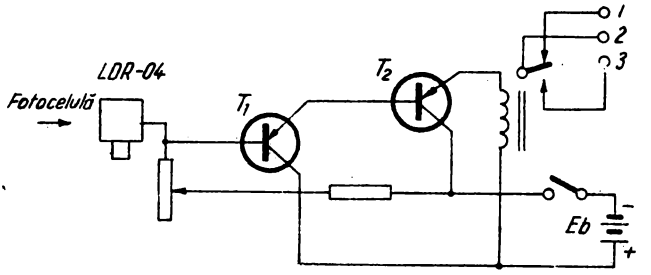


Fig. VII.13. Schema de principiu a unei instalaţii de recepţie pentru telecomandă fără fir (prin ultrasunete).

prin aceste filtre se aplică printr-o diodă detectoare unuia din tranzistoarele finale: T_5, T_6, T_7 sau T_8, în corespondenţă cu frecvenţa de comandă recepţionată. Tranzistoarele finale au emitoarele legate împreună şi polarizate prin intermediul divizorului rezistiv R_1, R_2. În circuitul de ieşire al colectorului fiecărui tranzistor final este înseriat un releu a cărei acţiune permite comanda unuia din elementele de reglare din radioreceptor.

Semnalul ultrasonor pendulat cu 130 Hz, necesar pentru comanda sensului de rotaţie al motorului, este luat din emitorul tranzistorului T_4, adus la tranzistorul T_9 (care îl detectează şi amplifică) şi aplicat, printr-un filtru trece-jos, la intrarea tranzistorului T_{10}. Cînd este prezent acest semnal curentul de colector al tranzistorului T_{10} creşte şi acţionează un releu de schimbare de sens în alimentarea motorului.

În scopul de a se utiliza un singur motor pentru mai multe comenzi, sînt adaptate construcţii speciale: potenţiometrele ce trebuie reglate cît şi axele tamburului schimbător de game se pot cupla, pe rînd, cu rotorul motorului, contacte de lucru

auxiliare asigurînd ca motorul să lucreze numai atunci cînd s-a dat comanda dorită.

Instalaţia dispune de un alimentator propriu, constituit din transformatorul T_{r1}, şi puntea cu redresoare R_s. Prin intermediul unei prize, prevăzută în înfăşurarea secundară a transformatorului de reţea, se realizează alimentarea unui bec de control L_p, care este montat într-un loc vizibil pe panoul radioreceptorului. Cînd becul este aprins se arată că dispozitivul pentru comanda de la distanţă este în funcţiune şi că poate primi comenzi. Punerea în funcţiune a dispozitivului de telecomandă se face prin comutatorul K.

Cînd prin apăsarea uneia din clape emiţătorul este pus în funcţiune, microfonul M al receptorului captează oscilaţia ultrasonoră şi la ieşirea tranzistorului T_4 apare un semnal care comandă unul din cele patru circuite : L_1C_1, L_2C_2, L_3C_3, L_4C_4, iar semnalul obţinut la ieşirea unuia dintre tranzistoarele T_5, T_6, T_7, T_8 comandă releul din circuitul său.

Releele notate în schema electrică cu R_{L1}, R_{L2}, R_{L3}, R_{L4} sînt utilizate pentru următoarele scopuri :

— releul R_{L1} serveşte pentru conectarea şi deconectarea de la reţea a radioreceptorului şi funcţionează ca un întreruptor bistabil; un impuls face să se închidă întreruptorul, în timp ce impulsul succesiv provoacă deschiderea. Acest întreruptor este înseriat în primarul transformatorului de alimentare al radioreceptorului. Dacă se doreşte excluderea comenzii de la distanţă se pune comutatorul K în poziţia „deconectat" ;

— releul R_{L2} serveşte pentru schimbarea de la distanţă a gamelor de unde şi funcţionează ca un simplu întreruptor : „închis" cînd releul este excitat şi „deschis" cînd releul este în repaus. Bineînţeles că acest contact este în circuitul de alimentare al unui motor solidar legat cu schimbătorul de game. Electric acest întreruptor se găseşte conectat în paralel pe circuitul de comandă locală (directă) a radioreceptorului;

— releele R_{L3} şi R_{L4} sînt perfect identice, primul servind la închiderea circuitului de alimentare al motorului pentru comanda rotirii axului regulatorului de volum, cel de-al doilea, pentru comanda rotirii blocului de condensatoare variabile şi a deplasării acului indicator al scării.

Evident, o asemenea instalație destul de pretențioasă nu poate fi rentabilă decît la radioreceptoare de clasă superioară, în special la cele stereofonice și la combine muzicale la care dispozitivele anexe prezentate nu hotărăsc fondul prețului de cost al aparatului realizat în astfel de condiții.

Similar soluției cu ultrasunete, este tot atît de posibil de a se realiza telecomanda prin utilizarea unor fascicule luminoase. În acest caz emițătorul este, de exemplu o lampă cilindrică la care se dispune de posibilitatea de a trimite un fascicul luminos.

Pentru ca acesta să fie obținut cît mai concentrat, instalația de comandă este prevăzută cu niște condensatoare de lumină. Zona de acțiune a unui astfel de dispozitiv este de circa 5 m.

Partea de receptor este prevăzută cu celule fotoelectrice și amplificatoare de curent continuu, de obicei, echipate cu tranzistoare. În fig. VII.13 este prezentată schema de principiu a unei instalații de recepție pentru telecomandă prin fascicul luminos. Acest ansamblu : celulă, amplificator, releu, sînt situate într-o cutie mică, plasată deasupra radioreceptorului.

Pentru a evita influența luminii exterioare, celulele fotoelectrice sînt montate într-o cutie, al cărui interior este complet negru, ne lăsînd să treacă decît raza luminoasă trimisă de lampa de comandă, pentru trecerea căreia sînt practicate niște fante de dimensiuni corespunzătoare.

O comandă trimisă de la emițător reprezintă un fascicul luminos captat de celula fotoelectrică a receptorului. Semnalul luminos este transformat în semnal electric și amplificat apoi la valoarea necesară pentru a face posibilă acționarea releului care urmează să efectueze comanda dorită a elementului de reglare din radioreceptor.

Referindu-ne, în general, la toate aceste dispozitive de comandă de la distanță cu sau fără fir, menționăm că ele sînt destul de complexe și, pentru depanarea lor, este necesară o perfectă cunoaștere a schemelor acestor instalații anexe și a principiului lor de funcționare.

CAPITOLUL VIII

CONSTRUCȚIA RADIORECEPTOARELOR MODERNE

1. GENERALITĂȚI

Este cît se poate de firesc ca, atît evoluția schemelor cît și noile concepții, în ceea ce privește dimensiunile pieselor și montajelor, legate, la rîndul lor, de apariția unor noi materiale și de noi soluții tehnologice de prelucrare să conducă la o reconsiderare a clasicelor soluții constructive ale receptoarelor.

Încă de mai mulți ani s-a remarcat o tendință de simplificare a șasiurilor. Pentru a se reduce numărul necesar de scule și dispozitive s-au conceput construcții „universale" capabile a se adapta la mai multe tipuri de aparate. Evident că, o soluție absolut universală, utilizabilă și la aparate de buzunar și la combine muzicale, nu este de conceput în momentul de față. În cadrul unei anumite categorii de aparate însă acest lucru nu numai că este posibil, dar este și deosebit de avantajos. Ideea de a vedea mai multe aparate ca fiind variante ale unui tip bine studiat nu a influențat numai soluția constructivă, dar și noțiunea de varietate de produse. Într-adevăr, mai multe tipuri de aparate nu trebuie neapărat să fie complet diferite între ele. Cîteodată sînt suficiente doar cîteva schimbări pentru ca unul și același aparat să se adapteze la diferite soluții și cerințe. Evident că problema principală este ce anume trebuie păstrat ca osatură de bază și care sînt elementele a căror schimbare este aparent cea mai spectaculoasă, dar în fond cea mai puțin importantă.

Privită prin această prismă, concepția șasiurilor a fost radical revizuită. Într-adevăr, trecerea treptată la sistemele de cablaje imprimate a făcut ca mărimea decupărilor dintr-un șasiu clasic să reprezinte deseori mai mult de 70% din suprafața totală a șasiului. În această situație a ștanța șasiuri știind că 70% din materialul utilizat devine deșeu a devenit o soluție inacceptabilă, motiv pentru care proiectanții au trecut la realizarea unor construcții din corniere de tablă asamblate. Acestea nu numai că permit o utilizare aproape integrală a materiei prime, dar se pretează foarte ușor și la

modificări pentru a face față diverselor cerințe. În acest scop, de la bun început se pot prevedea în corniere mai multe găuri, fiecare permițînd un anumit aranjament.

Noua idee constructivă complică, în oarecare măsură, sculele, dar ea se impune totuși, din punct de vedere economic, dacă soluțiile la care se ajunge se pretează utilizării unor scule normalizate. Din toate acestea se vede clar cît de importantă este concepția unui aparat nu ca element în sine, ci ca membru al unei familii bine gîndită, la acceptarea căreia se ține seamă de posibilitățile de uzinare și de aprovizionare ale fabricii respective.

De cele mai multe ori mărirea gradului de extindere a folosirii unui reper conduce la complicarea sculelor care, chiar universale fiind, implică o manoperă însemnată. În aceste cazuri (să zicem cele în care sînt necesare mai mult de 3—4 operații succesive), dacă condițiile mecanice și electrice o permit, este recomandabil să se treacă la piese de masă plastică de injecție.

Într-adevăr, injectarea unei piese este o operație care se face dintr-odată și durează cîteva zeci de secunde. Piesa scoasă din sculă necesită prelucrări minime și, de cele mai multe ori, nici un fel de finisări. Toate acestea conduc la faptul că, deși sculele de injecție sînt de cîteva ori mai scumpe decît sculele de prelucrare a benzilor metalice, cheltuielile de fabricație sînt mai mici. În sfîrșit, piesa însăși, ca material costă cu foarte puțin mai mult. Într-adevăr, de cele mai multe ori, o piesă din tablă de oțel, groasă de 0,8 mm, poate fi înlocuită cu o piesă din polistiren cu pereții de 2,4 mm. Raportul secțiunilor fiind de 3, iar cel al greutăților specifice, de aproximativ 7,5, piesa din materiale plastice va fi de 2,5 ori mai ușoară. Cum în prezent polistirenul este aproximativ de 5 ori mai scump decît tabla decapată, ca material, piesa din polistiren va costa aproape de 2 ori mai mult; în schimb, manopera și regia de fabricație sînt de 3—5 ori mai mici, ceea ce face ca, în ansamblu, realizarea anumitor piese din materiale plastice să fie avantajoasă.

O altă problemă de importanță primordială în concepția construcției aparatelor este asamblarea pieselor. Practica industrială a dovedit cît este de dezavantajos cablajul filar, motiv pentru care aproape toate construcțiile actuale sînt realizate cu cablaj imprimat.

Într-adevăr, spre deosebire de cazul cablajului filar în care piesele pot ocupa orice poziție în spațiu, în cazul asamblării pe plăci cu cablaj imprimat fiecare piesă ocupă o poziție bine precizată (dată de găurile pentru terminale). Din acest motiv, și datorită faptului că piesele se reazemă pe același plan, este posibilă o poziționare ușoară a pieselor în cazul utilizării unor mașini automate. Sistemul este avantajos și în cazul implantării manuale a pieselor, deoarece se ține minte și se recunoaște foarte ușor locul fiecărei piese, ceea ce înseamnă reducerea încordării și a atenției necesare unui lucru de bună calitate. Pentru a ușura și mai mult recunoașterea locului de amplasare a unei piese, deseori se tipărește pe fața neplacată, între găurile de montare, simbolul și valoarea piesei ce urmează a fi introdusă. În felul acesta muncitorul obosește mai puțin, putînd totodată lucra cu o productivitate mai bună și cu mai puține șanse de a greși.

Un alt avantaj al asamblării cu cablaje imprimate este faptul că terminalele tuturor pieselor ajungînd în același plan se pretează a fi cositorite simultan prin imersiune într-o baie de cositor topit.

Principalul dezavantaj pe care-l prezintă cablajele imprimate a fost mult timp posibilitatea desprinderii relativ ușoare a foliei de cupru în cazul unui șoc termic exagerat sau chiar în cazul unui șoc termic normal, însă repetat, datorită timpului insuficient pentru răcire după primul șoc (efect cumulativ). Curățirea și decaparea insuficientă a unor terminale sau formarea unor bule de gaz datorită descompunerii decapantului sînt cauze care conduc frecvent la necesitatea corectării manuale cu ciocanul de lipit a lipiturilor efectuate în baie. Pe lîngă manopera suplimentară, această operație implică pierderi și prin faptul că deseori conduce la însemnate procente de rebuturi. Din cauza aceasta eforturile cercetătorilor au fost îndreptate pentru crearea unor noi adezivi care să asigure o aderență mai bună și o mai mare rezistență la șocul termic, precum și decapanți mai energici care însă să nu producă reacții chimice ulterioare. Mulțumită acestor îmbunătățiri, pericolul ivit la depanarea montajelor realizate pe cablaje imprimate (operație care implică și ea recositorirea unor terminale) și-a pierdut mult din importanță. Tot în vederea depanării, pentru a ușura extragerea pieselor cu mai multe terminale s-au adaptat sisteme speciale în care în su-

portul placat sînt date nu găuri rotunde, ci decupări dreptunghiulare, care permit desfacerea fiecărui terminal pe rînd.

Îmbunătățirea aderenței stratificatelor și elaborarea unei scule capabile a perfora găuri, al căror diametru este de 2—3 ori mai mic decît grosimea stratificatului, a permis reducerea zonei de cositorire a terminalelor și creșterea densității de amplasare a pieselor. Prin aceasta s-a mărit gradul de miniaturizare, lucru cu efecte pozitive atît asupra gabaritului cît și asupra prețului de cost și a siguranței în funcționare. Într-adevăr, apropierea diametrului găurii de trecere de diametrul terminalelor înseamnă o mai mare zonă de tangență și o mai bună lipitură decît în cazul în care diametrul găurilor este limitat la aproximativ 1 mm.

Toate aceste avantaje ale cablajelor imprimate, sporite prin perfecționările care li s-au adus, au făcut ca în prezent ele să reprezinte soluția aproape unică de asamblare a radioreceptoarelor.

Pe de altă parte însă, tocmai din motive de extindere la mai multe tipuri de aparate cît și din motive de ușurință a fabricației și a depanajului montajele radioreceptoarelor nu se realizează sub forma unui singur bloc, ci se împart în mai multe blocuri funcționale. Într-adevăr, realizarea unui aparat sub forma unui singur bloc, deși prezintă unele avantaje, prezintă și un număr considerabil de dezavantaje. Astfel, „monoblocul" nu se pretează de loc la realizarea mai multor tipuri de aparate. Apoi, în eventualitatea defectării unei piese, întregul monobloc trebuie supus reparării care durează mult timp și este costisitoare. Cu totul alta este situația în care un aparat este realizat din cîteva blocuri, fiecare făcînd parte dintr-o familie. Cea mai judicioasă împărțire pe blocuri este cea în care fiecare bloc îndeplinește complet o funcțiune, criteriu pe baza căruia el poate fi realizat și controlat separat. Astfel pot fi concepute blocuri de intrare pentru UUS, blocuri schimbătoare de frecvență pentru gamele cu MA, blocuri de FI și demodulare, blocuri de AF, blocuri de alimentare etc. Este evident că dacă se dispune, de exemplu, de cîteva tipuri de blocuri schimbătoare de frecvență, fiecare asigurînd anumite combinații de game și de cîteva blocuri de AF, prin simpla combinare a acestora se poate produce o considerabilă varietate de aparate. Evident că dacă blocurile unei familii date sînt realizate în același gabarit, problema

prinderii lor pe șasiu se simplifică și o dată cu ea și problema complexității șasiului.

Evident că toate blocurile unei familii trebuie să respecte condițiile de adaptare la oricare din blocurile familiilor care în schema aparatului le preced sau le succed, deoarece numai astfel se pot realiza toate combinațiile logic posibile.

Prin această prizmă, ca și în cazul șasiurilor, un bloc nu poate fi privit ca unitate aparte, ci ca membru al unei familii căreia i se impune condiția ca, cu cel mai mic număr de membri să asigure o cît se poate de mare varietate de combinații.

Evident că strădaniile diferitelor firme conduc în acest fel la normalizări, iar prin compararea acestor normalizări se poate trece la soluții standard, dovedite a fi cele mai avantajoase.

Legată de această problemă, o importanță deosebită o are cunoașterea exigențelor cumpărătorilor, deoarece nu toate combinațiile posibile sînt primite la fel de cumpărători. Din punctul de vedere al acestora intervin rațiuni de gust, de preț de cost și, de cele mai multe ori, de educația formată de tipul precedent de aparat pe care l-au posedat.

Realizarea aparatelor sub formă de blocuri funcționale este avantajoasă, așa cum s-a arătat și din punct de vedere al depanării. Într-adevăr, spre deosebire de depistarea unei piese defecte, detectarea unui bloc defect este extrem de ușoară. Dacă montarea și demontarea unui bloc se face ușor, atunci un aparat defect poate fi depanat „orbește" foarte ușor prin simpla înlocuire a blocului presupus defect. S-ar părea că această operație va trebui să fie urmată de recuperarea în cele din urmă și a blocului defect.

De multe ori, însă, se întîmplă ca prețul manoperei de depanare a blocului să fie mai mare decît însuși costul blocului. Acest lucru se întîmplă cînd blocul nu conține prea multe elemente, și cînd, datorită sistemelor de asamblare, costul asamblării este scăzut. În această situație calificarea necesară depanării nu mai este atît de ridicată.

Cadrele eliberate din această muncă pot fi folosite în alte sectoare, de exemplu în activitatea de cercetare.

Uzina producătoare mai are și alt avantaj: acela că defectele care survin în timpul fabricației pot fi remediate fără să stînjenească ritmul fabricației și că poate produce mai

multe subansambluri de „schimb", ceea ce mărește producția și scade prețul de cost.

Într-adevăr se știe că, cu cît numărul pieselor obținute cu un parc de scule dat este mai apropiat de numărul permis de „viața" sculelor, cu atît amortizarea sculelor este mai avantajoasă și regia de fabricație, mai mică.

Această observație s-a făcut și atunci cînd s-a apreciat importanța realizării unui număr mare de variante de aparate cu un număr mic de repere de bază.

La prima vedere s-ar părea că, din punctul de vedere al depanării este util ca blocurile funcționale să fie, la rîndul lor, împărțite în subblocuri. Lăsînd la o parte faptul că o asemenea împărțire nu mai asigură îndeplinirea completă a unei funcțiuni date (de exemplu trecerea de la frecvența semnalului la frecvența intermediară) și ca atare îngreunează controlul pieselor produse, ea mai ridică și o altă problemă, deosebit de delicată, și anume cea a interconectării.

Din punctul de vedere al depanării, situația ideală ar fi ca întregul montaj să se rezume la un număr de module nu prea complicate care să se asambleze între ele cu ușurința cu care, de exemplu, este introdus un tub electronic în soclul său. O asemenea situație însă nu este recomandabilă din punctul de vedere al producerii aparatului, deoarece un sistem de conectare-deconectare este categoric mai scump decît o conexiune și are o siguranță în funcționare incomparabil mai redusă decît aceasta.

Din acest motiv, de obicei, se recurge la un compromis, acceptîndu-se într-un receptor numărul minim de conectări, restul legăturilor executîndu-se prin cablaj filar. Aceasta, deși are dezavantajul de a nu se preta la sisteme automate, și de a necesita o manoperă însemnată, acordă însă o libertate totală în ceea ce privește dispunerea blocurilor în cadrul unui aranjament ales.

În realitate, acest avantaj al libertății totale a amplasării nu este atît de însemnat, întrucît normalizarea tipurilor de soluții constructive impun preferințe și asupra dispunerii blocurilor.

În această situație unii constructori folosesc pentru interconectarea blocurilor o placă imprimată specifică fiecărui tip de aparat și care are numai rolul de placă de interconectare, întrucît fiecare bloc are propriul său cablaj imprimat.

Evident că această idee implică, atît un consum sporit de pertinax placat cît şi o aparent proastă utilizare a lui datorită densităţii reduse a conexiunilor. Utilizarea soluţiei este dictată în fiecare caz de preţul stratificatului şi de cel al costului manoperei pe care o scuteşte. Una din firmele care au acceptat această soluţie şi o aplică la aproape toate tipurile de aparate pe care le produce este firma Telefunken din R.F.G.

În ultimul timp această firmă a produs două radioreceptoare, unul mono şi celălalt stereo, folosind practic aceeaşi construcţie mecanică, şi în mare parte aceleaşi blocuri funcţionale.

Aşa cum s-a arătat, schema aparatelor diferă doar prin existenţa blocului decodor şi a unui etaj de AF cu două canale la aparatul stereo. La aparatul mono etajul final lucrează în clasă A şi are o putere de 4 W. La aparatul stereo cele două etaje finale lucrează în contratimp, fără transformatoare. Tranzistoarele finale sînt comandate de cîte o pereche de tranzistoare complimentare. Puterea obţinută este de 6 W pe fiecare canal. Pentru a se asigura disipaţia căldurii se folosesc radiatoare cu aripi de răcire.

O soluţie interesantă de subansamblu de receptor, acceptată de altfel în prezent de majoritatea constructorilor de radioreceptoare, este cea a comutatorului de game. Acesta este alcătuit dintr-un sistem central de interdeclanşare şi dintr-un număr de elemente de comutare în care sînt prinse contacte arcuitoare şi prin care trec reglete placate în vederea stabilirii contactelor mobile. Regletele sînt din pertinax placat, stratul de cupru fiind acoperit galvanic cu argint, eventual întărit cu un strat de rhodiu. Comutatorul în sine nu devine un ansamblu decît după montarea pe cablajul imprimat. Contactele sînt mici şi realizează conexiuni deosebit de sigure. În eventualitatea nefuncţionării pe o gamă este posibilă înlocuirea elementului respectiv fără demontarea întregului comutator.

O altă construcţie deosebit de interesantă este cea preconizată de firma Arena (Danemarca) pentru radioreceptoarele ARENA T 1200 şi T 2500. Folosind tranzistoare cu siliciu executate în tehnologia planară, această firmă a realizat sub formă de module etaje complete, cum ar fi schimbătorul de frecvenţă, diferite etaje de FI, etaje de demodulaţie etc. în cadrul cărora sînt grupate tranzistorul şi piesele respective.

În afară de aceste module mai există și blocuri funcționale, toate denumite transmodule și numerotate în ordinea în care sînt întîlnite de semnal. Este soluția cea mai apropiată de cea în care se vor folosi micromodule.

Acordul în gama de UUS se face cu diode varicap, aparatul T 2500 fiind prevăzut, în afară de clape pentru comutarea gamelor, și cu clape pentru alegerea unor programe dinainte stabilite (sistem monomat).

2. ORIENTĂRI NOI ÎN CONSTRUCȚIA CASETELOR RADIORECEPTOARELOR STAȚIONARE

În ultimul timp s-au constatat o serie de tendințe noi și în ceea ce privește construcția casetelor și prezentarea aparatelor staționare. Ideea fundamentală, în ceea ce privește construcția casetelor, este că amplasarea difuzorului nu trebuie să se facă deasupra șasiului, unde este aproape de condensatorul variabil și, dacă este cazul, de bara de ferită (se știe că performanțele unei bare de ferită se înrăutățesc în prezența unui cîmp magnetic constant, cum ar fi cîmpul de scăpări al magnetului difuzorului), ci alături de șasiu, pe cît posibil mai departe de circuitele de intrare. Această idee împiedică modificarea proporțiilor casetei, care se alungește devenind totodată și mai scundă. Se ajunge astfel ca lungimea unui aparat să devină de 2—3 ori mai mare decît înălțimea lui. Aceste proporții se împacă destul de bine cu cele favorizate în așa-numitul stil „nordic". Derivat din tradiționalul stil al mobilierului scandinav, cu finisare mată și fără ornamentații exagerate, stilul nordic de prezentare al casetelor se caracterizează prin fețe drepte finisate mat, fără suprafețe curbe și fără suprafețe acoperite cu pînză. Din acest motiv suprafața de radiație a difuzorului este protejată cu ajutorul unui grătar obținut prin frezarea panoului frontal al casetei.

Scalele montate, de regulă, dinspre exterior lasă deseori să se vadă marginile, motiv pentru care, atît ca finisare a marginilor, cît și ca ușurință de prindere (cu șuruburi ce trec prin găuri date în scală) se preferă realizarea scalei din materiale plastice transparente.

Cel mai ieftin dintre acestea este polistirenul standard transparent, dar acesta prezintă dezavantajul că se fisurează după un timp. Din acest motiv uneori se preferă polimetilmetacrilatul de injecție, care este mai scump, mai greu și chiar mai dificil de injectat, însă este mult mai rezistent la solicitări mecanice.

Suprafața interioară a scalei este preferabil să fie plană — pentru a permite imprimarea offset sau serigrafică a inscripțiilor și diviziunilor scalei.

O problemă deosebit de importantă la asamblarea scalei la aceste tipuri de radioreceptoare este evitarea zbîrnîiturilor. În acest scop între scală și casetă se introduc materiale amortizoare, cum ar fi fîșii de poliuretan, pîslă etc.

Tot în vederea evitării zbîrnîiturilor, în spatele decupărilor nu se lipește o pînză de mascare, aceasta urmînd a fi prinsă pe o ramă specială dispusă între difuzor și casetă, care să asigure o distanță suficientă pentru ca în vibrațiile ei pînza să nu atingă nici caseta, nici membrana difuzorului.

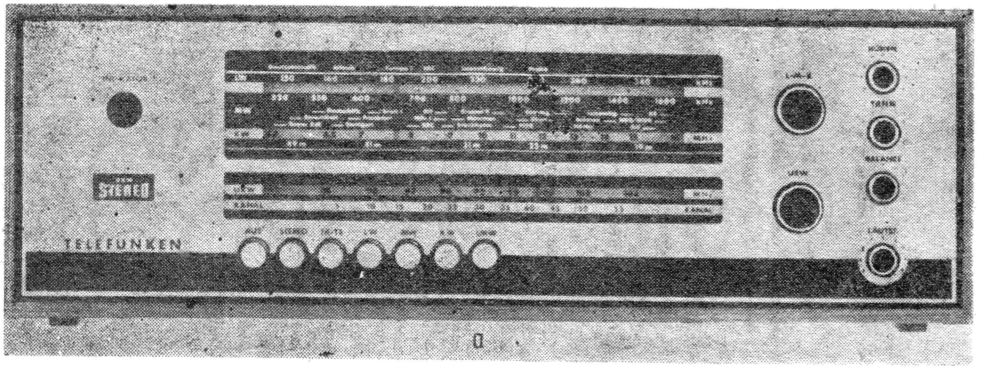
În fig. VIII.1 sînt arătate cîteva aparate prezentate în stil nordic.

3. ORIENTĂRI NOI ÎN CONSTRUCȚIA RADIORECEPTOARELOR PORTABILE

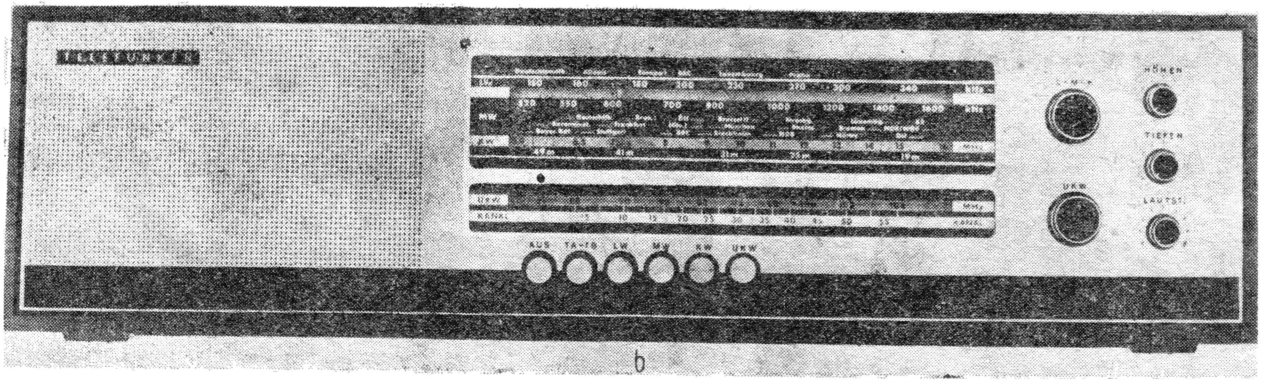
Ca și în cazul radioreceptoarelor staționare, și în cazul radioreceptoarelor portabile, se constată tendințe de normalizare. În momentul de față se pare că preferința este pentru aparate cu dimensiuni de ordinul a 30 × 18 × 8 cm, avînd scala sus și mînerul rigid, pentru a putea fi folosit ca suport în cazul folosirii staționare (fig. VIII.2).

Aceste aparate au puteri de ieșire de ordinul a 1 — 2,5 W și de cele mai multe ori, pot fi folosite și la bordul unui autoturism.

Așa cum s-a mai arătat, aproape fără excepție, aparatele portabile sînt realizate în casete din material plastic. Se preferă polistirenul șoc, care este ieftin și este mult mai puțin casant decît polistirenul standard. Faptul că polistirenul șoc este mai puțin lucios este mascat de finisarea în imitație de piele „bizon" care se dă aparatului. În afară de polistiren uneori se mai folosesc și alte materiale, cum ar fi, de exemplu


STEREO
TELEFUNKEN
AUS
STEREO
TA/TS
LW
MW
KW
UKW
LAUTST.

a


TELEFUNKEN
HÖHEN
TIEFEN
LAUTST.
AUS
TA-TS
LW
MW
KW
UKW

b

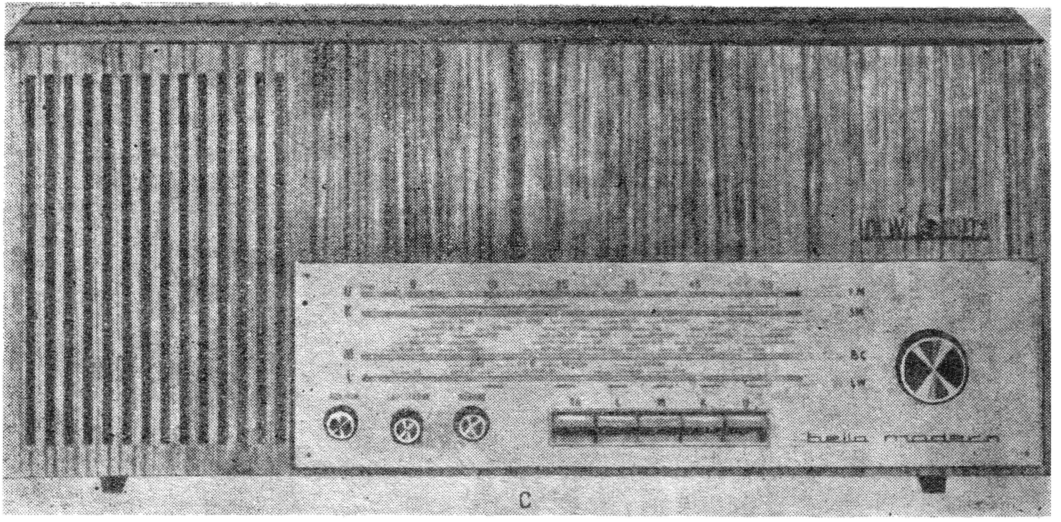


Fig. VIII.1. Exemple de aparat prezentat în stil nordic.

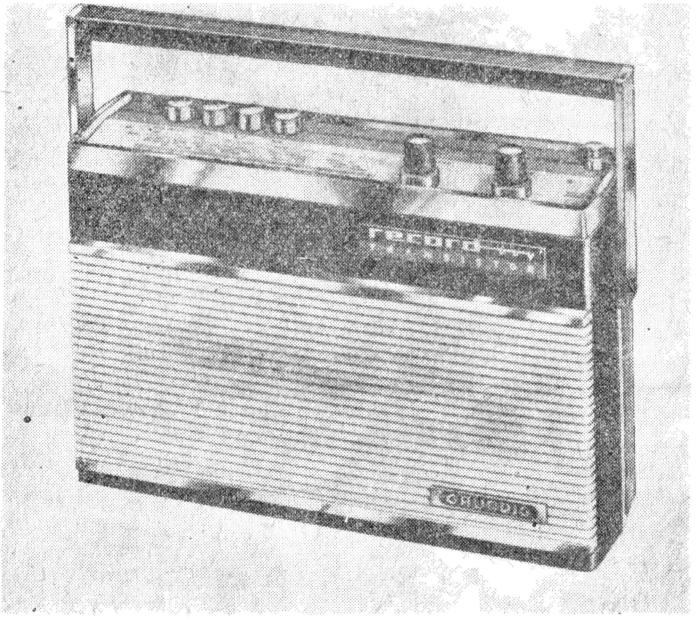


Fig. VIII.2. Vederea receptorului Grundig Rekord-Boy.

acetatul de celuloză, care are avantajul de a fi mai elastic şi mai rezistent decît polistirenul, dar care este mai scump şi se lipeşte mai greu.

Problema lipirii pieselor din material plastic nu este, aşa cum s-ar părea la prima vedere, o problemă de reparaţie ci, în primul rînd, o problemă de asamblare. Într-adevăr, lăsînd la o parte includerea unor ferestre transparente în carcase opace sau efecte de combinare de culori, lipirea mai este necesară şi pentru că, de multe ori, se obţine o mai mare productivitate la injecţie dacă piese complicate ce ar implica scule cu „sertare" sînt descompuse în două piese simple, realizabile printr-o închidere simplă a sculelor respective, urmînd ca aceste piese să fie lipite între ele. În cazul reperelor din polistiren lipirea se face simplu, prin pensularea cu benzen sau cu cloroform a celor două suprafeţe ce urmează

a fi lipite și apoi prin apăsarea lor. În cazul suprafețelor mai mari, lipirea cu benzen este obligatorie, deoarece cloroformul s-ar usca înainte de a se termina pensularea întregei suprafețe ce urmează a fi lipite. Prinderea se realizează în cîteva minute, iar uscarea durează doar cîteva ore. De obicei, din

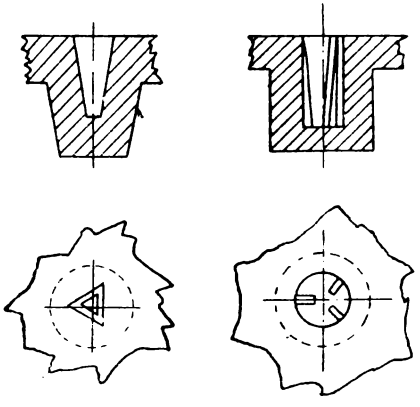


Fig. VIII.3. Forma locașurilor de prindere a șuruburilor autofiletante.

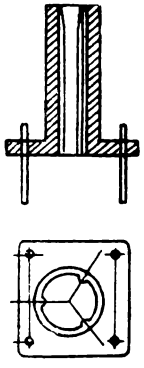


Fig. VIII.4. Carcasă de bobină de radiofrecvență cu miez autofiletant.

motive estetice, în jurul suprafețelor de lipire se prevăd șanțuri în care să se poată colecta eventualul exces de material dizolvat.

Dintre diferitele posibilități de realizare a casetelor, soluția preferată este cea a unui corp central completat cu două capace deoarece aceasta permite realizarea comodă și a sistemului de montare a blocurilor componente (realizate cu cablaje imprimate) ale radioreceptorului.

Montarea acestor blocuri se face cu ajutorul unor șuruburi autofiletante care se înfig în locașuri speciale, realizate chiar la injecția casetei. Aceste locașuri au, de obicei, una din formele arătate în fig. VIII.3.

Cel mai des folosit este locașul cilindric cu nervuri interioare longitudinale. Datorită elasticității materialului plastic, șuruburile autofiletante își imprimă filetul în nervurile locașurilor, asigurînd o prindere solidă și trainică. Datorită

frecării şurubului, posibilitatea desfacerii lui accidentale este mică, lucru care face inutilă folosirea şaibelor de siguranţă.

Un sistem similar sistemului de prindere descris se foloseşte în ultimul timp şi pentru ghidarea miezurilor de ferită ale unor bobine de RF miniatură. Carcasa de polistiren şoc sau de polietilenă de joasă presiune a acestor bobine are o gaură cilindrică, al cărui diametru este ceva mai mare decît diametrul exterior maxim (admis de cîmpul de toleranţe) al miezurilor de ferită presupuse filetate. Vîrfurile nervurilor interioare ale carcasei se înscriu în partea inferioară a carcasei pe un cerc al cărui diametru este ceva mai mic decît diametrul minim (rezultat din cîmpul de toleranţe) pe care îl pot prezenta miezurile de ferită.

Înălţimea vîrfurilor scade treptat spre partea superioară a carcasei pentru a permite intrarea miezului în carcasă (fig. VIII.4).

Prin rotirea miezului (cu ajutorul unei chei ce pătrunde în gaura cu secţiune pătrată care străbate miezul), acesta îşi croieşte un filet pe nervurile carcasei. Avansul este destul de uşor, fără joc şi cu o foarte mică posibilitate de desfacere nedorită. În felul acesta se asigură stabilitatea poziţiei miezului şi o dată cu ea stabilitatea frecvenţei de acord a circuitelor în care se montează aceste bobine.

Trebuind să fie uşoare şi nefiind supuse unor solicitări deosebite, majoritatea reperelor mecanice ale aparatelor portabile sînt realizate din material plastic. Se realizează scripeţi, tambururi, roţi dinţate, clape, butoni etc.

Comutatoarele sînt şi ele realizate în cea mai mare parte din material plastic. Ca un exemplu se poate cita comutatorul folosit la radioreceptorul Mamaia II, extins şi la radioreceptorul Nordic. Acest comutator este format prin lipirea unor piese separate în care se amplasează contactele fixe şi prin care circulă reglete ce poartă pastile care asigură contactele mobile. Împingerea pastilelor în vederea asigurării contactului se efectuează cu ajutorul unor arcuri elicoidale din oţel. Clapele celor mai noi comutatoare au aspectul unor butoane cilindrice distanţate, fiecare buton ieşind prin scala aparatului.

Ca exemplu de astfel de aparate pot fi date toate receptoarele portabile Grundig (Record boy, Music boy, Elyte

boy etc.) receptoarele Telefunken Bajazzo sport și PICNIC, receptorul Național RF 10062 și Hitachi 500 WH.

Aceste aparate folosesc în interior blocuri funcționale care, de cele mai multe ori, sînt identice cu cele ale aparatelor staționare, montate pe o placă de pertinax placat comună, destinată stabilirii conexiunilor.

Producția tipurilor de aparate portabile de dimensiuni mici precum și al aparatelor de buzunar este în relativă descreștere, reflectînd probabil faptul că sporul de volum este mai puțin important decît scăderea calității audiției. Se realizează totuși, în special de către firmele japoneze, receptoare de buzunare de dimensiuni liliputane sau aparate care să se facă utile și din alte privințe, cum ar fi, de exemplu, aparatele cu ceas.

BIBLIOGRAFIE

1 * * * Radiodiffusion stéréofonique — I Systemes et circuits. În: Revue technique Philips. Vol. 26, nr. 3, 1965, p. 69—82.
2. *Ratheiser, L.* Der „Schlüssel" zur Schaltungstechnik des Stereo-Decoders. În: Radioschau, nr. 5, 1966, p. 252—258.
3. * * * Le II- salon international de la radio et de la television. În: Revue du son, nr. 150, 1965, p. 401—408.
4. D. A. La stéréophonie selon le procedée multiplex. În: Toute l'Electronique, nr. 299, 1965, p. 368—373.
5. E. A. Technique 1966 à Stuttgart. În: Toute l'Electronique, nr. 299, 1965, p. 385—388.
6. Schippers, J. Neue Autosuper mit Mikro-Technik und Klein abressungen. În: Funk-Technik, nr. 18, 1966, p. 642—644.
7. *Ohlhauser, T. H.* UKW — Teil — mit Silizium Planar tranzistoren. În: Funktechnik, nr. 10, 1966, p. 379—380.
8. *Tehomas, Heilig.* UKW — Empfänger mit Diodenabstimmung. În: Radioschau, nr. 7, 1966, p. 348—349.
9. * * * UKW Tuner mit Silizium — Transistoren und electronischer Abstimmung. În: Radioschau, nr. 5, 1966, 268—270.
10. *Fleişer, S. M.* Noutăţi în tehnica radioreceptoarelor cu tuburi electronice. Editura tehnică, 1963.
11. *Chaillé, S.* La comande d'acord par diode varicap. În: Toute l'Electronique, nr. 299, 1965, p. 389—392.
12. *Rohde, U. L.* Ein Fistereotuner. În: Funktechnik, nr. 22, 1966, pag 797—798.
13. * * * Diodenalstimmung auch für Mittelwellen. În: Funkschau, nr. 16, 1966, p. 506.
14. *Vlădescu, A., Statnic, E.* şi *Niculescu, V.* Scheme comentate ale radioreceptoarelor. Editura tehnică, 1965.
15. *Kinne, E. Überstürungfeste selbstschwigende Mischtufe mit zwei* Transistoren. În: Funktechnik, nr. 15, 1966, p. 548—549.
16. * * * DBP1138121 Patentschrift 1138121.
17. Ratheiser, L. Stereoempfänger braucheneinen Hi-Fi-Empfangsteil. În: Radioschau, nr. 9, 1963, p 352—356.
18. *Heiland, Robert.* Erweiterung älterer UKW Empfänger auf Rundfunk-Stereofonie. În: Radioschau, nr. 4, 1965, p. 214—217.
19. *Rinderle, Heinz* şi *Winfried, John.* Neuer selbstbegrenzender logarithmicher FM Demodulator. În: Radiomentor, nr. 10, 1965, p. 835—841.

20. Brevet invenţie R.P.U. nr. 2343/4144 — dosar nr. 677.
21. *Dantevelle, Ch.* Les circuits de correction automatique de fréquence. În: Toute l'Electronique, nr. 298, 1965, p. 313—317.
22. *Vimard, Claude.* Commande à distance photo-electrique pour changement de chaine TV. În: Radioplans, nr. 210, 1965, p. 54—56.
23. * * * Comanda a distanza ad ultra suoni „Spatial control SC88" În: l'Antenna, nr. 4, 1961, p. 164—167.
24. *Joachim, Conrad.* Sender Wahltasten in Rundfunkgeräten. În: Funkschau, nr. 12, 1966, p. 369—371.
25. *Kinne, E.* Luxusausführung des Autosupers „Köln" mit special Fernbedienung. În: Funktechnik, nr. 20, 1966, p. 722.
26. * * * Rundfunkempfänger mit sendersuch Automatic. În: Radioschau, nr. 4, 1965, p. 191.

CUPRINS

Cap. I. **Blocul de unde ultrascurte** 5
1. Principalele condiţii tehnice impuse blocului de UUS 5
2. Noi tipuri constructive de blocuri UUS 22
Cap. II. **Canalul RF-MA al unui radioreceptor** 41
1. Circuite de intrare 42
2. Amplificatoare de radiofrecvenţă 46
3. Schimbătoare de frecvenţă şi oscilatoare locale 51
Cap. III. **Amplificatoare de frecvenţă intermediară şi detectoare** 58
1. Amplificatoare de frecvenţă intermediară 58
2. Etaje de detecţie 65
3. Amplificatoare FI şi detectoare MF pentru recepţia emisiunilor stereofonice 72
Cap. IV. **Etaje de decodare a emisiunilor stereofonice** 75
1. Actualităţile în problemele de emisie a programelor de radiodifuziune stereofonică 75
2. Tipuri de decodoare. Scheme-bloc 89
3. Montaje practice de decodoare 96
Cap. V. **Etaje amplificatoare de AF** 112
1. Generalităţi 112
2. Etaje de AF cu tranzistoare 116
3. Amplificatoare fără transformatoare 120
4. Difuzoare şi agregate electroacustice 138
Cap. VI. **Alimentarea radioreceptoarelor** 145
1. Surse de alimentare proprie 145
2. Alimentarea de la reţea 147
Cap. VII. **Dispozitive de comandă automată şi telecomandă în radioreceptoare** 159
1. Dispozitive de comandă automată utilizate în radioreceptoare 159
2. Dispozitive de telecomandă utilizate în radioreceptoare .. 169
Cap. VIII. **Construcţia radioreceptoarelor moderne** 179
1. Generalităţi 179
2. Orientări noi în construcţia casetelor radioreceptoarelor staţionare 186
3. Orientări noi în construcţia radioreceptoarelor portabile .. 187
Bibliografie 194

Redactor responsabil ing. MARIA BELURI
Tehnoredactor THEODOR IVAN

Dat la cules 09.05.1967 Bun de tipar 23.XI.1967 Apărut 1967. Tiraj 10.000+140. Hîrtiie tipar înalt tip B de 63 g/m², 540×840/16. Coli editoriale 10,55. Coli de tipar 12,25. A 7379/1967. C. Z. pentru bibliotecile mari 621.396.62. C. Z. pentru bibliotecile mici 621

Tiparul executat la Întreprinderea Poligrafică „13 Decembrie 1918". Comanda nr. 395.
Republica Socialistă România

Colecţia de electronică industrială

Voltmetre electronice,
de **I. Diaconescu** şi **Rodica Boconcios**

Frecvenţmetre electronice,
de **Rodica Popescu**

Generatoare de semnal,
de **R. Andreescu**

ţia radio şi televiziune Colecţia radio şi televiziune Colecţia radio

Actualităţi şi tendinţe în tehnica radioreceptoarelor,
de **V. Teodorescu** şi **Th. Bădărău**

Transformatoare de joasă frecvenţă,
de **B. Bărbat**

Construcţii radio. Montaje realizate de radioamatori,
de **D. Codăuş** şi **Gh. Stănciulescu**

Radiotelefoane pe unde ultrascurte,
de **Gh. Constantinescu**

Radiolocaţia şi aplicaţiile ei,
de **Gh. Ardelean**

Radiodirijarea,
de **Gh. Druţă**

Sfaturi pentru utilizarea televizoarelor Temp 6 M şi Temp 7 M

Editura tehnică

— 1967 —

Lei 5